

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Conversor DC/DC de Elevada Eficiência

Pedro Miguel de Sousa Peixoto

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Rui Manuel Esteves Araújo (Prof. Doutor)

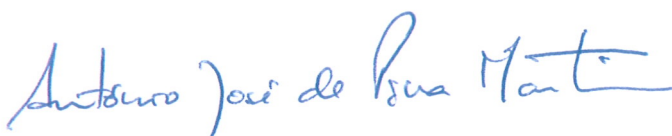
29 de Outubro de 2014

A Dissertação intitulada

“Conversor DC/DC de Elevada Eficiência”

foi aprovada em provas realizadas em 10-10-2014

o júri



Presidente Professor Doutor António José de Pina Martins
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor Júlio Manuel de Sousa Barreiros Martins
Professor Associado do Departamento de Eletrónica Industrial da Escola de
Engenharia da Universidade do Minho



Professor Doutor Rui Manuel Esteves Araújo
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projeto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extratos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são corretamente citados.



Autor - Pedro Miguel de Sousa Peixoto

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Resumo

A preocupação crescente em arranjar novas formas de eliminar a dependência da sociedade atual dos combustíveis fosseis motivam o estudo e desenvolvimento de novos meios de deslocação móvel. Assim, é neste ambiente que aparecem os veículos elétricos e híbridos de forma a tentar combater os problemas existentes neste campo.

Com o objetivo de aumentar a eficiência energética (e consequentemente menores custos, maiores autonomias, conforto,...) dos veículos, o foco na eletrónica de potência assume um papel relevante. Nesse sentido, nesta dissertação, será apresentado um conversor de potência que permite a eletrificação de um veículo com múltiplas fontes de energia.

Primeiramente é apresentado ao leitor uma contextualização geral sobre o tema a ser discutido. De seguida, uma revisão bibliográfica sobre conversores de potência multiporto usados em veículos elétricos para, com base em critérios como a eficiência, flexibilidade de controlo e muitos outros motivos, se escolher um para ser tema de estudo da dissertação.

Posteriormente serão apresentados vários métodos de modelação de conversores. Estes modelos são analisados individualmente e, para cada um deles é dado um exemplo utilizando para isso um caso de estudo específico.

Depois a solução adotada será estudada em detalhe utilizando os modelos estudados anteriormente, e perceber de que forma estes métodos ajudam ao desenvolvimento do conversor. Serão ainda desenhados e projetados controladores baseados em diferentes modelos que permitem controlar o conversor de potência adequadamente.

Finalmente, serão apresentados os resultados de simulação e comparação dos mesmos tendo em conta a resposta do conversor sem qualquer tipo de controlo e, posteriormente, com a introdução de cada uma das malhas de controlo.

Abstract

The growing concern in finding new ways to eliminate dependence on fossil fuels in modern society motivates the study and development of new means of mobile dislocation in order to study new alternatives for energy resources already overexploited. Thus, the electric and hybrid vehicles solutions appear in order to try to eliminate the existing problems in this field.

This dissertation tries to, in the electric vehicle field, study new solutions in the power converters field regarding the powertrain of a electric vehicle and try to understand how a proper study of these converters improve problems regarding electric vehicles performance.

In the first place its introduced to the read a contextualization regarding the theme to be discussed. A bibliografi

First, it is introduced to the reader a general context of the topic being discussed. It also presented a literature review on multiport power converters used in electric vehicles, and to choose one to study for the dissertation. Finally, the solution chosen and the reasons for this choice are presented.

After, and to understand how it is possible to make a study of a power converter, there are presented various methods on how to model one. This methods are discussed individually and, for each one of them, its given an example with a specific case study.

Then, the adopted solution will be studied in detail using the methods showed previously and to understand how these methods can help to a more accurate study of the converter. It will also be designed controllers based in different models in order do control the converter properly.

Fininally, the simulation results will be presented in order to compare the converter response without any kind of control with the response of the converter when the control loop is introduced.

Agradecimentos

Em primeiro lugar gostaria de agradecer todo o apoio e ajuda ao Prof. Dr. Rui Esteves Araújo e Prof. Paolo Bolognesi por todo o tempo perdido durante a realização desta dissertação quer enquanto me encontrava a fazer mobilidade quer durante o meu tempo em Portugal. Gostaria ainda de agradecer ao Eng. Cláudio Pinto toda a importantíssima ajuda que me deu durante todo este processo quer na escrita do documento quer em guias de como seguir com o meu trabalho. À minha família venho por este meio agradecer toda a paciência que tiveram comigo neste tempo e aproveito para pedir desculpa à minha mãe todas as dores de cabeça que certamente lhe causei durante estes últimos meses. Sem este apoio não estaria onde estou hoje. Com o fim desta etapa chega a fase em que se torna difícil reconhecer nesta folha todos os meus amigos que me ajudaram durante estes cinco anos incríveis, certamente os melhores de que tenho recordação. Há dois grupos que tenho irremediavelmente de falar e agradecer. O primeiro, designado "Diogo Avelino e amigos"(em honra ao grande Diogo Belindo) tem todas as pessoas que estiveram sempre lá para mim e que não falharam em nenhum momento onde precisasse de ajuda, merecem tudo. O segundo grupo, a famosa e imponente *teamREA*, foi o grupo que mais me ajudou durante a realização desta dissertação e por isso deixo aqui o meu grande obrigado por toda a ajuda e apoio. Finalmente há uma pessoa que tenho de destacar pois, sem ela, tenho a certeza absoluta que me seria impossível acabar o curso nestes cinco anos. Foi essa pessoa que me ajudou e que nunca abandonou o meu lado durante todos os momentos mais difíceis que tive de ultrapassar nestes últimos cinco anos. O maior obrigado do mundo a ti, Marta!

Pedro Miguel de Sousa Peixoto

*“Our virtues and our failings are inseparable, like force and matter.
When they separate, man is no more.”*

Nikola Tesla

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Motivação	1
1.2	Objetivos	2
1.3	Estrutura do Documento	2
2	Estado da Arte	5
2.1	O Futuro do Automóvel	5
2.1.1	Veículos Elétricos	6
2.1.2	Veículos Híbridos	7
2.1.3	Veículos a Pilhas de Combustível	9
2.2	Fontes de Energia	10
2.2.1	Baterias	11
2.2.2	Super-condensadores	11
2.2.3	Pilhas de Combustível	12
2.2.4	Volantes de Inércia	13
2.2.5	Sistemas Hidráulicos	13
2.2.6	Sistemas de Ar Comprimido	14
2.3	Barramento DC	15
2.3.1	Sistemas Convencionais	15
2.3.2	Sistemas ISA	15
2.3.3	Veículos Híbridos e Elétricos	17
2.4	Conversores DC/DC	18
2.4.1	Conversores sem Isolamento	19
2.4.2	Conversores com Isolamento	21
2.4.3	Conversores Multiporto	22
2.4.4	Switch Utilization Ratio	23
2.4.5	Modo de condução descontínua	24
2.4.6	Solução proposta	24
3	Revisão da modelação de conversores DC/DC	27
3.1	Modelação de Conversores em regime permanente	28
3.2	Modelação de Conversores para pequenos sinais	31
3.2.1	Modelação baseada em espaço de estados	31
3.3	Modelação de Conversores para grandes sinais	33
3.3.1	Modelação híbrida	34
3.3.2	Modelação baseada na média	35

4	Estudo da solução adoptada	37
4.1	Dimensionamento de componentes do sistema	37
4.1.1	Dimensionamento da bobine	38
4.1.2	Dimensionamento do condensador	40
4.1.3	Dimensionamento dos interruptores de potência	41
4.2	Modelação da solução escolhida	42
4.2.1	Modelação do conversor elevador de duas fases	42
4.2.2	Modelação do conversor elevador de quatro fases	47
4.3	Projecto do sistema de controlo	52
4.3.1	Dimensionamento do controlador para o conversor elevador	53
5	Simulação e análise de resultados	59
5.1	Simulação e análise de resultados do conversor elevador	60
5.1.1	Análise em malha aberta	61
5.1.2	Análise em malha fechada	62
5.2	Simulação e análise de resultados do conversor elevador de duas fases	66
5.2.1	Análise em malha aberta	66
5.2.2	Análise em malha fechada	67
5.3	Simulação e análise de resultados do conversor elevador de quatro fases	69
5.3.1	Análise em malha aberta	70
5.3.2	Análise em malha fechada	71
5.4	Análise da eficiência	73
5.4.1	Perdas associadas aos interruptores de potência	73
5.4.2	Perdas associadas aos interruptores de potência para o conversor elevador com $n=1$	74
5.4.3	Perdas associadas aos interruptores de potência para o conversor elevador com $n=2$	77
5.4.4	Perdas associadas aos interruptores de potência para o conversor elevador com $n=4$	78
5.4.5	Conclusão	79
6	Conclusão e trabalhos futuros	81
	Referências	83

Lista de Figuras

1.1	Evolução do consumo de recursos não renováveis ao longo dos anos [2]	1
2.1	Previsão da Procura de veículos para os próximos anos [6]	6
2.2	Exemplo de um veículo elétrico [9]	7
2.3	Grau de hibridização dos veículos híbridos [10]	8
2.4	À esquerda arquitetura série e à direita arquitetura paralela [4]	9
2.5	À esquerda arquitetura série-paralela e à direita arquitetura complexa [4]	9
2.6	Diagrama de Blocos de um Veículo a Pilhas de Combustível [13]	10
2.7	Petróleo produzido em milhões de barris por dia [6]	10
2.8	Comparação dos três tipos de baterias mais utilizados [8]	11
2.9	Comparação entre um pack de baterias e um pack de super-condensadores [8]	12
2.10	Princípio de Funcionamento básico de uma pilha de combustível [7]	13
2.11	Exemplo de um volante de inércia [17]	14
2.12	Exemplo de um sistema de um veículo híbrido elétrico-hidráulico [18]	14
2.13	Sistema convencional de um barramento DC de 14V [21]	16
2.14	Exemplo de um sistema ISA típico [4]	16
2.15	Exemplo de um sistema ISA multi-função [4]	17
2.16	Diagrama de blocos de uma estrutura passiva paralela [23]	17
2.17	Diagrama de blocos de uma estrutura semi-ativa com o super-condensador ligado ao barramento DC [22]	18
2.18	Diagrama de blocos de uma estrutura em cascata [22, 23]	18
2.19	Diagrama de blocos de uma estrutura com múltiplas entradas [22, 23]	19
2.20	Conversor DC/DC Bidirecional em Corrente [22]	20
2.21	Conversor DC/DC elevador [15, 16]	20
2.22	Conversor DC/DC Bidirecional de 4 Fases [24]	21
2.23	4-Phase Floating Interleaved Boost Converter [15, 16]	21
2.24	Conversor de Meia Ponte -[25]	22
2.25	Conversor de Ponte Completa [25]	22
2.26	Conversor TAB [26]	22
2.27	Conversor Triple Half-Bridge [25]	23
3.1	Imagem ilustrativa dos vários tipos de modelação AC e sua precisão [28]	28
3.2	Esquema de qualquer conversor de potência	29
3.3	Modelo de um transformador ideal de um conversor DC/DC [27]	29
3.4	Conversor DC/DC elevador [15, 16]	30
3.5	Dois estados associados ao conversor elevador. a) Interruptor ON b) Interruptor OFF	30
3.6	Linearização de uma função $f(x)$ em torno do ponto x_0	32
3.7	Resposta da corrente na bobine utilizando o modelo híbrido [28]	34

3.8	Modelo híbrido do conversor elevador	34
3.9	Modelo do conversor elevador em <i>MATLAB/Simulink</i>	35
3.10	Resposta da corrente na bobine utilizando o modelo baseado na média [28] . . .	36
3.11	Modelo baseado na média do conversor elevador	36
4.1	Corrente da bobine numa das fases do conversor	38
4.2	Corrente do condensador para um conversor elevador de uma fase	40
4.3	Corrente do condensador para um conversor de n fases no pior caso	40
4.4	Conversor elevador de duas fases	43
4.5	Valores obtidos para o ponto de equilíbrio utilizando o <i>MAPLE</i>	45
4.6	Modelo híbrido em <i>MATLAB/Simulink</i> do conversor elevador de duas fases . . .	47
4.7	Conversor elevador de quatro fases em <i>GeckoCIRCUITS</i>	48
4.8	Modelo híbrido em <i>MATLAB/Simulink</i> do conversor elevador de quatro fases . .	52
4.9	Diagrama de blocos do controlo em corrente e tensão associado ao conversor elevador	53
4.10	Diagrama de bode do sistema não compensado	54
4.11	Resultado para os parâmetros do controlador utilizando o <i>MATLAB</i>	54
4.12	Diagrama de bode do sistema compensado	55
4.13	Resultado para os parâmetros do controlador utilizando o <i>MATLAB</i>	55
4.14	Exemplo de um caso onde existe <i>sliding mode</i> [28]	56
4.15	Dominio de deslizamento e saturação do controlo [28]	57
5.1	Exemplo de ambiente de simulação do <i>GeckoCIRCUITS</i>	59
5.2	Conversor elevador em <i>GeckoCIRCUITS</i>	60
5.3	Corrente no L em malha aberta para o conversor elevador	61
5.4	Corrente no L em malha aberta para o conversor elevador	61
5.5	Tensão de saída em malha aberta para o conversor elevador	62
5.6	Controlador linear implementado em <i>MATLAB/Simulink</i>	63
5.7	Corrente no L em malha fechada para o conversor elevador utilizando o controlo linear	63
5.8	Corrente no L em malha fechada para o conversor elevador utilizando o controlo linear	63
5.9	Tensão de saída em malha fechada para o conversor elevador utilizando o controlo linear	64
5.10	Diagrama de blocos do controlador sliding mode para o conversor elevador em <i>Matlab/SIMULINK</i>	64
5.11	Corrente no L em malha fechada para o conversor elevador utilizando o controlo não linear	65
5.12	Corrente no L em malha fechada para o conversor elevador utilizando o controlo não linear	65
5.13	Tensão de saída em malha fechada para o conversor elevador utilizando o controlo não linear	65
5.14	Conversor elevador de duas fases em <i>GeckoCIRCUITS</i>	66
5.15	Corrente nos Ls em malha aberta para o conversor elevador de duas fases	67
5.16	Tensão de saída em malha aberta para o conversor elevador de duas fases	67
5.17	Corrente no L em malha fechada para o conversor elevador de duas fases utilizando o controlo linear	68
5.18	Corrente no L em malha fechada para o conversor elevador de duas fases utilizando o controlo linear	68

5.19	Tensão de saída em malha fechada para o conversor elevador de duas fases utilizando o controlo linear	68
5.20	Corrente no L em malha fechada para o conversor elevador de duas fases utilizando o controlo não linear	69
5.21	Tensão de saída em malha fechada para o conversor elevador de duas fases utilizando o controlo não linear	69
5.22	Conversor elevador de quatro fases em <i>GeckoCIRCUITS</i>	70
5.23	Corrente nos Ls em malha aberta para o conversor elevador de quatro fases	71
5.24	Tensão de saída em malha aberta para o conversor elevador de quatro fases	71
5.25	Corrente no L em malha fechada para o conversor elevador de quatro fases utilizando o controlo linear	71
5.26	Corrente no L em malha fechada para o conversor elevador de quatro fases utilizando o controlo linear	72
5.27	Tensão de saída em malha fechada para o conversor elevador de quatro fases utilizando o controlo linear	72
5.28	Corrente no L em malha fechada para o conversor elevador de quatro fases utilizando o controlo não linear	73
5.29	Tensão de saída em malha fechada para o conversor elevador de quatro fases utilizando o controlo não linear	73
5.30	Interruptor a ligar-se a alta temperatura	74
5.31	Tensão Colector-Emissor vs Corrente no Colector	75
5.32	Perdas sobre a forma de energia em função da corrente do colector	76
5.33	Corrente no diodo em função da tensão no diodo	77
5.34	Valores introduzidos para o interruptor de potência em <i>GeckoCIRCUITS</i>	77
5.35	Comparação do rendimento dos três conversores em função do duty-cycle	79
5.36	Comparação do rendimento dos três conversores em função da corrente de entrada	80

Lista de Tabelas

2.1	Tabela referente ao switch utilization ratio de alguns conversores de potência [1]	24
4.1	Especificações do conversor de potência	37
4.2	Tabela com os parametros assumidos para o conversor de potência de duas fases .	45
4.3	Tabela com os parametros assumidos para o conversor de potência de quatro fases	50
5.1	Tabela com os parametros assumidos para o conversor de potência	60

Abreviaturas e Símbolos

A	Ampere
C	Celsius
F	Farad
H	Henry
MCC	Modo de condução crítica
PWM	<i>Pulse-width modulation</i>
V	Volt
Ω	Ohm

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

Desde os primórdios da humanidade, o Homem sentiu a necessidade em encontrar meios de transporte de forma a deslocar-se mais rapidamente, com comodidade e segurança. O aparecimento e evolução dos veículos automóveis foi respondendo de forma cada vez mais eficiente a essas mesmas necessidades. Contudo, existem alguns problemas associados à sua dependência exagerada que nos levam refletir sobre alguns aspetos relacionados com o assunto. Seja nos primeiros modelos automóveis bem como nos mais recentes, aspetos como as emissões poluentes, baixos consumos, autonomias elevadas e o *design* sempre foram tidas em conta aquando do projeto de um veículo.

Com a preocupação crescente em aspetos ambientais, bem como do progressivo aumento da dependência no petróleo, saliente na figura 4.1, existem alternativas que serão de seguida discutidas e que permitem um desenvolvimento em comunidade sustentável e saudável.

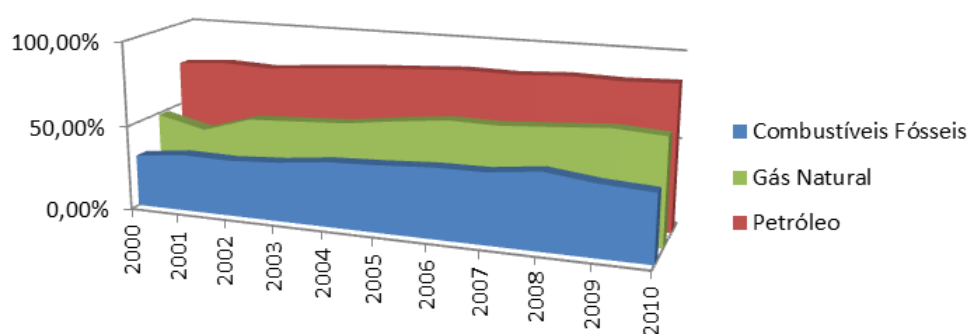


Figura 1.1: Evolução do consumo de recursos não renováveis ao longo dos anos [2]

De forma a combater o problema relacionado com as emissões provocadas pelos veículos movidos por motores de combustão interna, a atenção tem recaído sobre os veículos híbridos e elétricos pois que surgem como a maior área de investigação e desenvolvimento, capaz de solucionar alguns dos problemas com que nos debatemos [2].

Na literatura encontramos já diversos estudos realizados sobre este tema mas é necessário continuar a procurar e aprofundar soluções de forma a haver uma mudança de paradigma no que toca à mobilidade automóvel.

É neste campo que entra a eletrónica de potência como área de estudo fundamental relacionada com veículos elétricos. Sendo a fonte de energia neste tipo de veículo exclusivamente elétrica, é necessário desenvolver interfaces de potência capazes de tratar do fluxo de energia desde o sistema de armazenamento de energia (ESS) aos motores de tração.

Nesta dissertação pretende-se estudar e implementar uma interface de potência capaz de gerir eficientemente a energia de um sistema híbrido de armazenamento de energia, nomeadamente baterias e super-condensadores.

1.2 Objetivos

Os objetivos desta dissertação passam então por encontrar, a nível da eletrónica de potência, uma solução viável e capaz de fazer frente aos problemas que surgem na secção 1.1.

Nesse sentido, será realizado:

- Uma revisão bibliográfica de toda a envolvente relacionada com veículos elétricos;
- Realizar um levantamento de soluções de conversores de potência já estudadas;
- Escolher uma solução baseado no estudo realizado no ponto anterior;
- Modelação do conversor escolhido;
- Desenho de um controlador eficaz para o conversor;
- Simulação e implementação do conversor;

1.3 Estrutura do Documento

Este documento encontra-se estruturado em quatro capítulos principais.

Em primeiro lugar, e de forma a contextualizar o leitor sobre o tema a ser discutido, é feita uma pequena introdução que contextualiza o trabalho e faz um levantamento de problemas que o mesmo procura resolver. É ainda apresentada uma revisão bibliográfica sobre conversores de potência multiporto usados em veículos elétricos para, dentro destes, escolher um para ser tema de estudo da dissertação. Finalmente é apresentada a solução escolhida e as razões que levaram a essa escolha, bem como, o trabalho futuro a desenvolver.

O segundo capítulo apresenta um estudo em detalhe de várias maneiras existentes de fazer a modelação de um conversor de potência. Estes modelos são analisados individualmente e, para cada um deles é dado um exemplo utilizando para isso um caso de estudo específico.

De seguida, a solução adotada será estudada em detalhe utilizando os modelos estudados anteriormente para o fazer, e perceber de que forma estes métodos ajudam para um estudo mais preciso do conversor. Serão ainda desenhados e projetados controladores baseados em diferentes modelos que permitem controlar o conversor de potência adequadamente.

Finalmente, o último capítulo apresenta os resultados de simulação e compara os resultados tendo em conta a resposta do conversor sem qualquer tipo de controlo e, posteriormente, com a introdução de cada uma das malhas de controlo.

Capítulo 2

Estado da Arte

Neste capítulo será feita uma breve contextualização no que diz respeito aos veículos elétricos e à sua evolução ao longo do tempo.

Em primeiro lugar irão ser apresentados os diferentes tipos de veículos que existem atualmente e as suas principais características. De seguida será estudado de forma superficial as fontes de energia que podem ser utilizadas em vários tipos de veículos automóveis.

Será também apresentado com maior detalhe a componente eletrónica dos veículos elétricos, como é o caso do barramento DC dos mesmos e a interface de potência que permite fazer a troca de energia entre as fontes e este barramento, ou seja, os conversores DC/DC de potência.

Em último lugar, e visando mais concretamente o que será o tópico desta dissertação, serão apresentados várias hipóteses de modelizar um conversor de potência apresentando um caso específico como exemplo.

De forma a conseguir obter um termo de comparação satisfatório são usados alguns conceitos simples que serão apresentados e explicados. Utilizando estes mesmos conceitos uma solução multiporto será escolhida para ir de encontro ao trabalho a realizar.

2.1 O Futuro do Automóvel

Os primeiros automóveis que apareceram (veículos do pós-guerra) eram constituídos por elementos puramente mecânicos, revelando-se pouco eficientes e muito poluentes. Com o aparecimento da eletrónica apareceram imensas oportunidades de controlo associadas ao mesmo (ignição, injeção, controlo das válvulas, ...), sendo então possível controlar um conjunto imenso de variáveis de forma a conseguir melhor o seu rendimento, emissão de gases poluentes, entre outros aspetos [3].

Atualmente, são os veículos baseados em motores de combustão interna que, aliados a um controlo eletrónico de várias componentes do automóvel, como já referido anteriormente, dominam este mercado. Isto deve-se à sua elevada autonomia, maturidade da tecnologia existente e facilidade de utilização para o consumidor (já existem diversos postos onde é possível abastecer

este tipo de automóveis espalhados por todo o mundo, o que não acontece com outro tipo de tecnologias). E, que não serão abordados, uma vez que não são o foco desta dissertação. [4].

Contudo, com o aumento da necessidade de aflorar alternativas para a crescente dependência nos petróleo, o aumento expectável da procura de veículos, como é possível verificar através da figura 4.1 e 2.1, na necessidade crescente de arranjar alternativas ambientalmente mais amigáveis e na constante procura de soluções com rendimentos mais altos tornou-se necessário procurar alternativas [5]. Estas alternativas passam por veículos que combinam a tecnologia dos motores de combustão interna com motores elétricos (veículos híbridos) e por veículos puramente elétricos (veículos elétricos). Todos este tipos de tecnologias serão discutidas na secção 2.1.1.

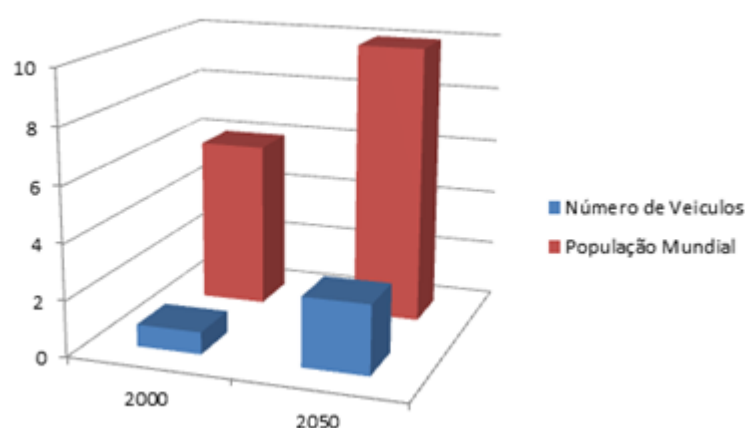


Figura 2.1: Previsão da Procura de veículos para os próximos anos [6]

2.1.1 Veículos Elétricos

Pelo que vimos no capítulo anterior, a crescente dependência no petróleo e o aumento esperado da população (que traduz um aumento do número de veículos) é necessário uma mudança de paradigma de forma a reduzir o impacto que resulta da utilização em demasia dos veículos de combustão interna. Surge então o veículo elétrico, que se distingue por ter uma motorização, como o nome indica, puramente elétrica.

O veículo elétrico apareceu pela primeira vez em 1834, tendo sido apresentados alguns protótipos, e até mesmo bastante desenvolvidos em companhias da América, Grã-Bretanha e França no final do século 19. Contudo os problemas relacionados com as baterias, que continuam a ser alvo de pesquisa no presente, e com o crescente desenvolvimento dos motores de combustão interna, o desenvolvimento deste tipo de veículos estagnou. Neste período o principal marco tecnológico atingido nesta tecnologia foi a descoberta da travagem regenerativa pelo francês M.A. Darracq [7, 5].

Por volta de 1960 com o aparecimento da eletrónica de potência, nomeadamente dos transístores e tirístores, aliado a uma preocupação crescente com os fatores já discutidos anteriormente, o veículo elétrico volta a entrar como uma solução. Sendo o principal desafio tornar esta tecnologia

competitiva com a já existente e bem explorada. Este desafio passa por encontrar soluções para os veículos elétricos poderem rivalizar com os veículos tracionados por motores de combustão interna, nomeadamente em aspetos críticos como: autonomia e preço.

Atualmente, esta tecnologia encontra-se cada vez mais amadurecida existindo já um grande leque de soluções que visam a melhorar os dois principais fatores competitivos discutidos anteriormente, como é o caso da utilização de várias fontes de energia num veículo elétrico de forma a aumentar a sua autonomia [8].

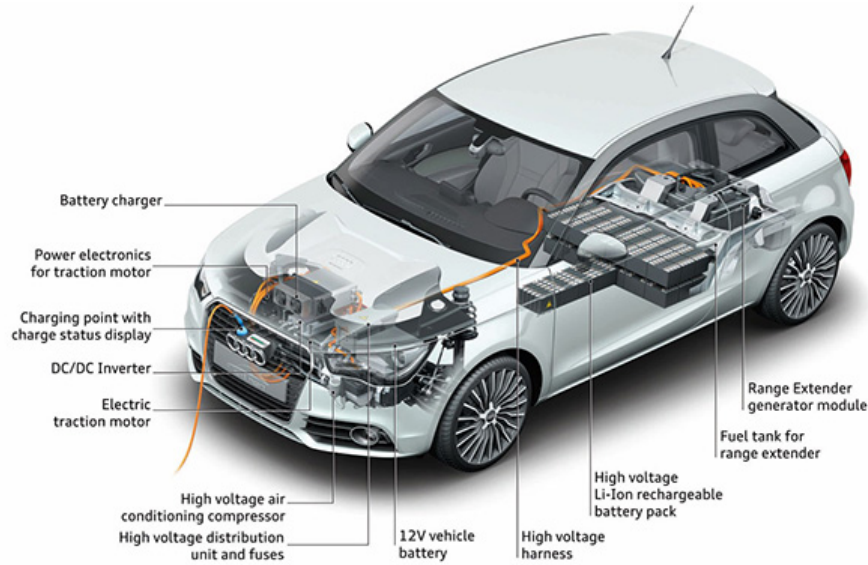


Figura 2.2: Exemplo de um veículo elétrico [9]

2.1.2 Veículos Híbridos

Como já foi dito anteriormente, foi necessário procurar alternativas às já existentes no mercado automóvel de forma a melhorar um conjunto de fatores essenciais associados ao mesmo. Apesar de o conceito de veículo híbrido já existir há algum tempo (desde cedo que foram propostas alternativas de forma a assistir o motor de combustão interna) todas as tecnologias propostas anteriormente nunca chegaram aos mercados. Com o aparecimento da eletrónica de potência foi então possível levar à prática a investigação desenvolvida. Dentro dos veículos híbridos os principais desafios passam por melhorar a eficiência dos mesmos, reduzir o seu tamanho, reduzir os custos associados à eletrónica de potência e otimizar o estudo e construção das máquinas elétricas a escolher [10, 11].

Na figura 2.3 podemos então verificar que existem diferentes graus de hibridização dos veículos elétricos que visam a reduzir a dependência no motor de combustão, que irão então ser agora vistos com maior detalhe. O fator de hibridização (FH) é definido tendo em conta a seguinte equação:

$$FH = \frac{P_{ME}}{P_{ME} + P_{ICE}} \quad (2.1)$$

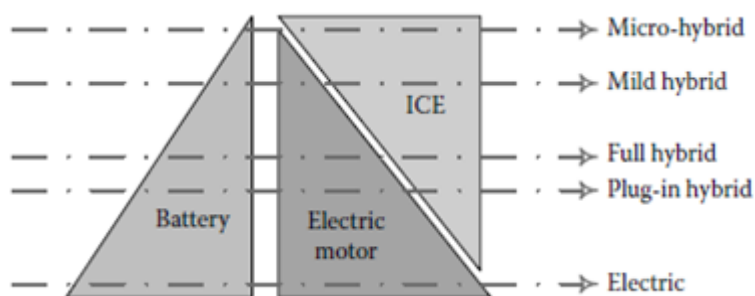


Figura 2.3: Grau de hibridização dos veículos híbridos [10]

De acordo com o nível de potência do motor elétrico os veículos híbridos podem então dividir-se em *micro-hybrid*, *mild hybrid*, *full hybrid*, *plug-in hybrid* e puramente elétrico como já foi visto no sub-capítulo anterior [10].

2.1.2.1 Micro-Hybrid

Neste tipo de veículos híbridos a máquina elétrica tem potência limitada e funciona apenas como um alternador de arranque, enquanto que o ICE faz a propulsão do veículo. Neste caso a máquina elétrica ajuda o motor de combustão a ter melhor desempenho no arranque devido à dinâmica rápida do primeiro. Nestes casos é ainda possível implementar sistemas do tipo “stop-and-go”, onde o ICE é desligado quando o veículo está parado. Neste tipo de veículos o consumo de combustível pode ser reduzido de 2% até 10% em condução urbana [10].

2.1.2.2 Mild Hybrid

Este tipo de configuração é, atualmente, a mais popular entre todas as híbridas atualmente. Os motores elétricos usados nestes veículos não conseguem providenciar a totalidade da potência necessária para fazer a tração do veículo. Nestes veículos é possível atingir até 15% de redução de consumo de combustível em condução urbana e de 8% a 10% no ciclo total [10].

2.1.2.3 Full Hybrid

Neste tipo de veículos, ao contrário dos dois últimos, a tração pode ser feita utilizando a potência vinda do motor de combustão interna, utilizando a potência das baterias que alimentam o motor elétrico, ou uma combinação de ambos. Neste tipo de veículos a desvantagem reside no aumento significativo das baterias [10].

2.1.2.4 Plug-In Hybrid

A diferença desta configuração reside no facto de as baterias poderem ser carregadas diretamente através da rede, o que resulta num aumento significativo das mesmas e de uma eletrónica de potência que consiga carregar as baterias através da rede. Nestes veículos a tração pode ser feita também utilizando qualquer um dos motores instalados, ou dos dois ao mesmo tempo [10].

2.1.2.5 Arquiteturas do Veículo Elétrico Híbrido

Dependendo da ligação dos componentes que definem o fluxo de energia e portos de controlo de um veículo híbrido, podemos encontrar quatro diferentes arquiteturas, cada uma com as suas vantagens e desvantagens: série, paralelo, série-paralelo e complexo.

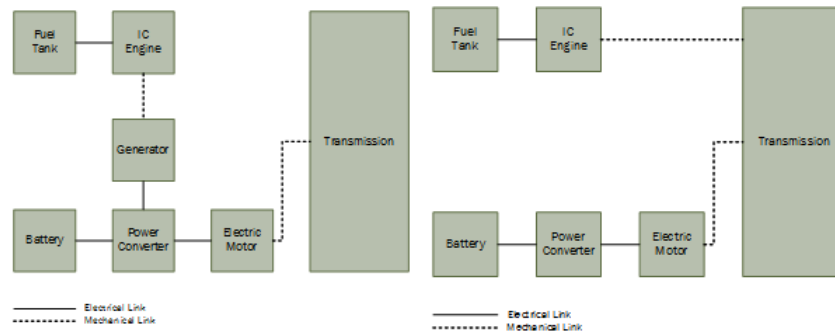


Figura 2.4: À esquerda arquitetura série e à direita arquitetura paralela [4]

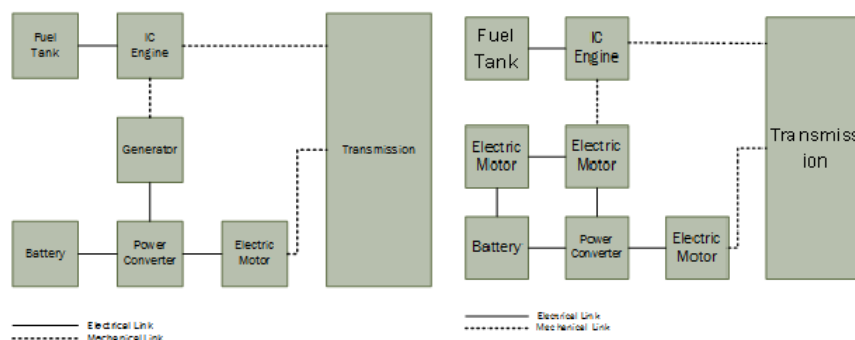


Figura 2.5: À esquerda arquitetura série-paralelo e à direita arquitetura complexa [4]

2.1.3 Veículos a Pilhas de Combustível

Este tipo de veículos é tracionado por uma bateria de grande potência à semelhança dos veículos elétricos, contudo, apresenta uma fonte de energia alternativa que, como o nome indica, são as pilhas de combustível que irão ser apresentadas com maior detalhe na secção 2.2.3.

Este tipo de tecnologia é bastante atrativa para aplicações automóveis pois gera energia elétrica através de energia química reduzindo então o nível de emissões poluentes sendo ao mesmo tempo bastante eficiente e fiável.

Contudo, existem ainda várias desvantagens associadas a estes veículos que não podem ser ignoradas. O elevado custo das pilhas de combustível quando comparadas às outras fontes convencionais e o seu tempo de resposta, proveniente do seu método de obtenção de energia que consiste na electrolise da água, é bastante lento quando comparado com, por exemplo, as baterias [7, 10, 12].

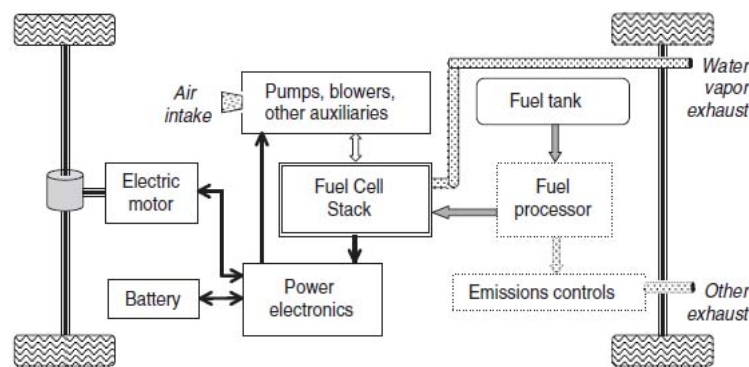


Figura 2.6: Diagrama de Blocos de um Veículo a Pilhas de Combustível [13]

2.2 Fontes de Energia

Devido às estimativas documentadas, como se pode ver na figura 2.7, que preveem que os recursos de petróleo se esgotem em 50 anos se forem utilizados à taxa atual, é preciso estudar novos recursos energéticos de forma a diminuir o consumo petrolífero [6].

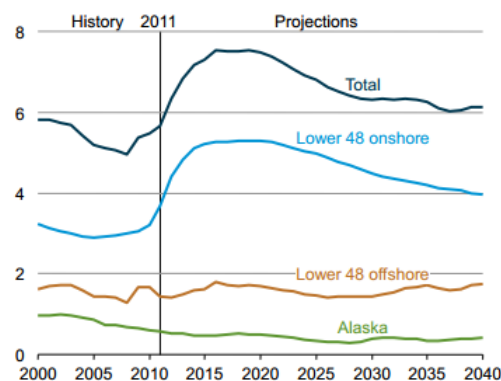


Figura 2.7: Petróleo produzido em milhões de barris por dia [6]

Atualmente nos veículos elétricos é necessário que o sistema de armazenamento de energia seja capaz não só de armazenar grandes quantidades de energia, mas também de a libertar rapidamente quando sujeito a diferentes variações de carga. As características a destacar quando falamos destas fontes de energia são: densidade de energia, densidade de potência, tempo médio de vida, custo, peso e a sua manutenção. As baterias e super-condensadores são, atualmente, as duas que mais se destacam pelas suas características, contudo, as pilhas de combustível possuem também características que as podem tornar interessantes para este tipo de aplicações como iremos ver mais à frente. Existem ainda os volantes de inércia que é uma novidade no que diz respeito a aplicações automóveis. Neste capítulo todas estas fontes de energia irão ser discutidas e irá ser feita uma breve comparação das mesmas tendo em conta os seus requisitos principais.

2.2.1 Baterias

As baterias são a fonte de energia mais utilizada nos veículos elétricos devido às suas características que as tornam atrativas para este tipo de aplicações, tais como a sua elevada densidade de energia, tamanho reduzido, alta fiabilidade, robustez e baixos preços [14, 8]. Existem vários tipos de baterias com características diversas quanto à sua densidade de potência e energia, custo e peso devido a possuírem constituições diferentes.

As baterias de ácido-chumbo são a tecnologia mais explorada no mercado pois já se encontram no mesmo há mais de 50 anos, existindo portanto elevados volumes de produção tornando o seu custo baixo quando comparadas a outras tecnologias tornando-as nas mais utilizadas pelos fabricantes de veículos elétricos. Contudo, possuem ciclos de vida reduzidos e baixa densidade de energia e potência. Por outro lado, baterias como as de NiMH (híbridas de metal-nickel) possuem ciclos de vida longos, funcionamento a várias temperaturas e resistência a sobrecargas e sobre descargas. No entanto, por norma o seu custo é superior. [8]. Existem ainda as baterias de iões de lítio que possuem maior densidade de energia quando comparadas com as anteriores, como se pode constatar pela 2.8.

Existem ainda vários cuidados a ter com esta fonte de energia em aplicações automóveis. O uso de baterias implica o desenvolvimento de um BMS (*Battery Management System*) cuja função é melhorar o desempenho geral do sistema de forma a que o mesmo atinja rendimentos máximos aumentando assim a autonomia das baterias. O BMS protege o sistema contra curto-circuitos, temperaturas inesperadas e valores de tensão fora dos limites definidos. É ainda necessário fazer um balanceamento adequado das células da mesma pois cada uma esta sujeita a condições diferentes o que pode levar a uma degradação da bateria. Finalmente, é ainda critico implementar um sistema de monitorização do nível de carga das baterias (*State of Charge – SOC*) de forma a fazer uma gestão de energia adequada [14].

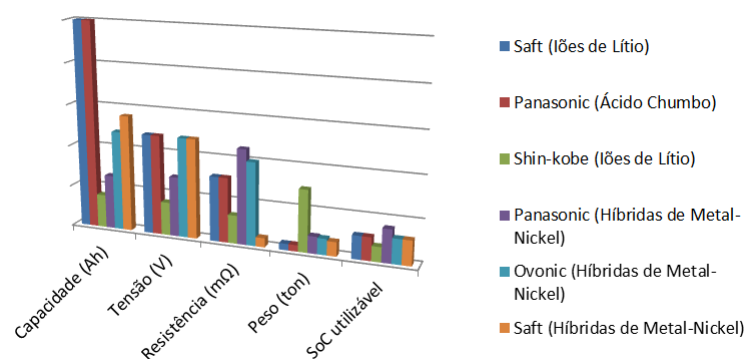


Figura 2.8: Comparação dos três tipos de baterias mais utilizados [8]

2.2.2 Super-condensadores

Os super-condensadores, ao contrário das baterias, possuem ciclos de vida longos e elevada densidade de potência, mas apresentam baixa densidade de energia o que se deve ao seu modo de

funcionamento.

Outra vantagem dos super-condensadores reside no facto de a tensão aos terminais dos mesmos ser diretamente proporcional ao estado de carga, fazendo com que a determinação deste último seja mais simples. Este tipo de fonte de energia é normalmente usado como uma fonte auxiliar no armazenamento de energia (devido ao facto de possuir elevada densidade de potência). Na condução diária é normal existirem várias acelerações e travagens onde a potência total requerida é baixa, e as rápidas taxas de carga e descarga dos super-condensadores fazem com que estes últimos sejam os ideais para este tipo de situações [8, 14].

A figura 2.9 apresenta uma comparação entre um conjunto específico de baterias e um conjunto específico de super-condensadores. Como se vê facilmente as baterias possuem então elevada densidade de energia enquanto que os super-condensadores possuem elevada densidade de potência. Podemos constatar ainda que esta tecnologia apresenta vantagens em custo comparativamente com as baterias. Em veículos elétricos híbridos e elétricos é possível combinar baterias e super-condensadores de forma a aproveitar as características de cada um.

	Baterias (ZEBRA)	Ultracondensadores (Thunderpack II)
Energia disponível (kWh)	23,5	0,3
Corrente máxima de descarga (A)	224	400
Densidade de Energia (Wh/kg)	113	4
Densidade de Potência (W/kg)	174	1500
Ciclo de Vida (anos)	2.5 - 5	9.5 - 10
Custo (\$/kW)	400	100

Figura 2.9: Comparação entre um pack de baterias e um pack de super-condensadores [8]

2.2.3 Pilhas de Combustível

As pilhas de combustível são uma fonte de energia que gera eletricidade e calor a partir de energia química tornando-as assim numa das soluções mais promissoras de forma a fazer com que os níveis das emissões de dióxido de carbono diminuam. O seu princípio de funcionamento encontra-se resumido na figura 2.10 e pode ser estudado com mais detalhe em [7]. Existem neste momento seis grandes tecnologias de pilhas de combustível:

- *Proton Exchange Membrane Fuel Cells (PEM)*
- *Alkaline Fuel Cells*
- *Phosphoric Acid Fuel Cells*
- *Molten Carbonate Fuel Cells*
- *Solid Oxide Fuel Cells*
- *Direct Methanol Fuel Cells*

Dentro destas, as mais atrativas para aplicações automóveis são as PEM pois trabalham a temperaturas baixas permitindo assim que o sistema arranque mais rapidamente quando comparado com outras tecnologias [7, 8].

Cada pilha de combustível tem uma tensão de saída de aproximadamente 1V sendo assim necessário juntar várias de forma a produzir um nível de tensão total adequado. Contudo, o agrupamento das mesmas provoca uma redução do seu tempo de vida e fiabilidade, sendo preciso então ter um cuidado especial aquando do seu agrupamento em série [15, 16].

Normalmente esta fonte de energia apresenta uma boa resposta em regime permanente, contudo apresenta uma resposta dinâmica lenta (como acelerações e travagens) sendo então necessário combina-la com outras (como por exemplo baterias ou super-condensadores) de forma a aumentar o seu rendimento. Apresentam ainda como principal desvantagem o seu elevado custo [12, 15, 16].

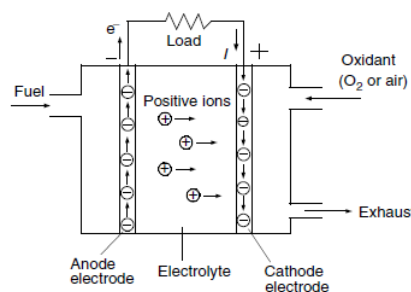


Figura 2.10: Princípio de Funcionamento básico de uma pilha de combustível [7]

2.2.4 Volantes de Inércia

O conceito de volante de inércia é transformar energia cinética em energia elétrica.

Um volante de inércia consiste num grande disco que, ao rodar, armazena energia cinética e num motor/gerador que se encontra acoplado a este disco de forma a fazer a conversão de energia.

Apesar do conceito ser bastante interessante, esta tecnologia encontra-se pouco explorada em termos práticos em aplicações automóveis. Os volantes de inércia seriam interessantes de aplicar em veículos de grande escala onde o custo associado a uma tecnologia deste tipo compensasse quando comparado com o custo das baterias de grande escala que teriam de ser utilizadas [14].

2.2.5 Sistemas Hidráulicos

Um sistema hidráulico tem como principal função a maximização da energia absorvida durante uma travagem num veículo elétrico. Estes sistemas são compostos por um tanque de baixa pressão, um acumulador a grande pressão, uma válvula de deslocamento fixo, uma bomba/motor hidráulica(o) de deslocamento fixo e válvulas de controlo. Num sistema elétrico-hidráulico, como apresentado na figura -2.12, a energia é armazenada em forma de um líquido pressurizado durante o processo de travagem regenerativa. Neste processo o líquido é bombeado do tanque de baixa

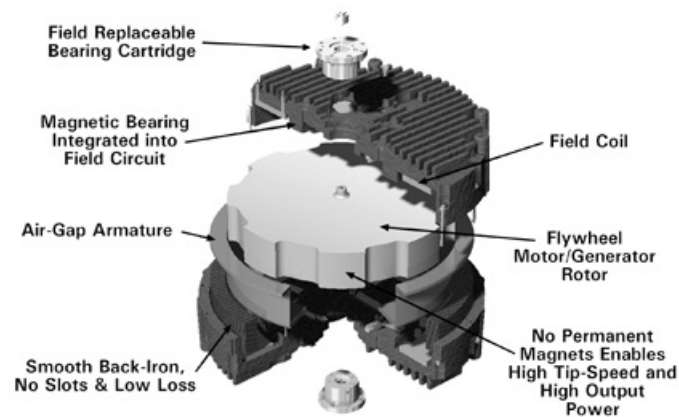


Figura 2.11: Exemplo de um volante de inércia [17]

pressão para o acumulador a grande pressão. Quando é exigido um esforço de tração ao motor este líquido é alta pressão é libertado fornecendo assim energia auxiliar ao motor [18];

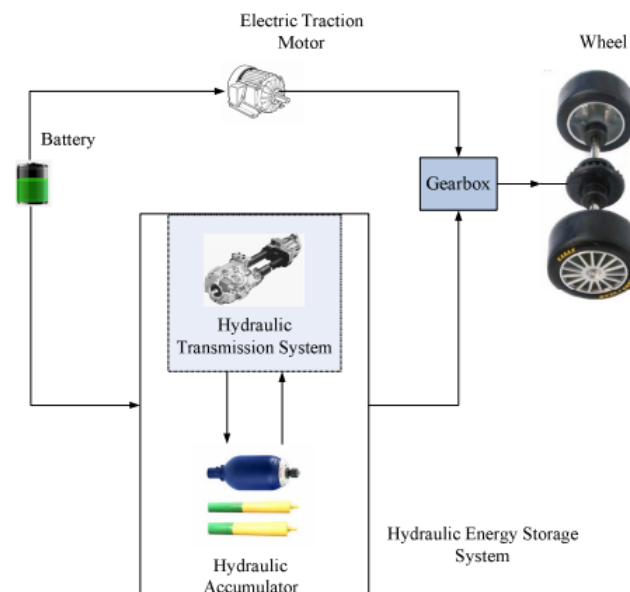


Figura 2.12: Exemplo de um sistema de um veículo híbrido elétrico-hidráulico [18]

2.2.6 Sistemas de Ar Comprimido

Estes sistemas armazenam o ar comprimido em tanques a alta pressão. Neste tipo de tecnologia, em vez de os pistões do motor de combustão interna serem acionados por uma mistura inflamável de combustível-ar, a energia armazenada através da compressão do ar é transformada em energia mecânica que faz mover o veículo. Os veículos movidos através de sistemas que

armazenam ar comprimido podem ser movidos utilizando apenas como fonte de energia o ar comprimido ou combinados com outras fontes de energia de forma a melhorar o rendimento global do veículo [19].

2.3 Barramento DC

Depois de falar das fontes de energia torna-se essencial perceber como será possível combiná-las de forma a gerar o barramento de tensão DC capaz de alimentar o motor elétrico.

Para isso é feita nesta secção uma breve contextualização sobre o barramento DC nos veículos convencionais. Nesta irá ser visto como o mesmo evoluiu nos veículos elétricos para, de seguida, ser possível de forma clara os elementos de potência necessários a realizar a interface entre as fontes de energia e a alimentação do motor.

Com o passar dos tempos este ponto torna-se cada vez mais crucial. Quando se fala na indústria automóvel e com o aumento da necessidade dos condutores de sentirem maior conforto, melhor performance dos seus veículos e de maior segurança, aumenta assim a potência necessária para ser possível satisfazer estas necessidades. Para isso é necessário fazer uma gestão energética adequada, isto é, controlar de forma adequada a tensão do barramento DC [20].

Neste capítulo irão ser discutidos os vários sistemas associados ao barramento DC encontrados, desde os primeiros até aos mais recentes implementados em veículos híbridos e elétricos.

2.3.1 Sistemas Convencionais

Inicialmente, entre 1930 e 1960, os veículos possuíam apenas baterias com tensão de 6V e distribuição feita por um barramento DC de 7V. Contudo, com a necessidade de sistemas de ignição mais evoluídos foi necessário rever a arquitetura do barramento DC adotada e corrigi-la de forma a que fosse possível progredir tecnologicamente no que diz respeito aos veículos automóveis. Foi tomada então a decisão de atualizar as baterias de 6V para baterias de 12V com distribuição DC nominal de 14V.

Esta atualização permitia não só o desenvolvimento de sistemas de ignição mais capazes mas também permitia uma maior liberdade no que diz respeito ao desenvolvimento de outros sistemas. A potência dos veículos foi então aumentando gradualmente à medida que apareciam novas inovações tecnológicas na área (rádio, aquecimento, limpa-vidros, ...) mas o barramento DC não sofreu grandes alterações e, atualmente, é o predominante em maior parte dos veículos em circulação [21].

2.3.2 Sistemas ISA

O ISA (Integrated Starter Alternator) é um sistema elétrico cujo objetivo principal é combinar as funções de motor de arranque e alternador numa só máquina. Assim é possível eliminar uma das máquinas elétricas fazendo com que uma só, controlada de forma adequada, funcione como gerador e motor.

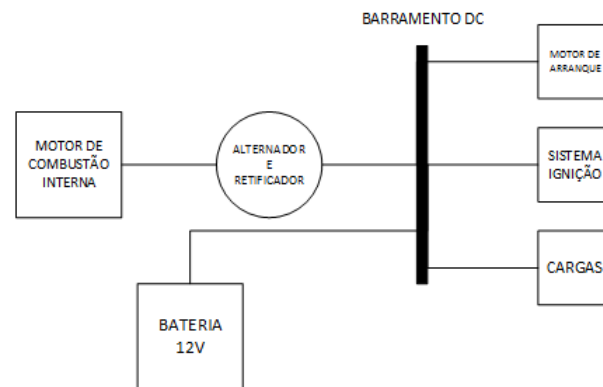


Figura 2.13: Sistema convencional de um barramento DC de 14V [21]

Num veículo, o motor de arranque e o alternador são dois componentes chave. Enquanto que o primeiro auxilia, como o nome indicia, o motor de combustão interna no arranque, o segundo gera energia elétrica através de energia mecânica proveniente da rotação do motor.

Contudo, com o aumento significativo da potência necessária para que uma máquina elétrica consiga funcionar como motor e gerador foi necessário adequar o barramento DC do sistema. O sistema pode então ter um único barramento de 14V/28V, 42V, dois níveis de 14/28V e 42V ou dois níveis de 14/28V e alta tensão de 340V. Apesar do nível de complexidade de regulação do barramento DC aumentar quando escolhemos os dois níveis de tensão (pois passamos a ter dois barramentos DC distintos) a liberdade de gestão das cargas aumenta. Estes dois níveis são então os preferencialmente usados neste tipo de sistemas. Para sistemas com potências inferiores a 20kW utilizam-se barramentos de 14/28V e 42V enquanto que os dois níveis de 14/28V e alta tensão são utilizados em veículos de grande porte, como camiões e autocarros.

Existem dois sistemas ISA que se destacam, o típico e o multifunção, como podemos ver nas figuras 2.14 e 2.15. A principal diferença nestes sistemas reside no barramento DC de 14V. No primeiro sistema este nível de tensão é obtido através de um conversor de potência DC/DC enquanto que no segundo sistema este barramento é obtido diretamente através de um enrolamento da máquina elétrica [10, 20, 3, 4, 21].

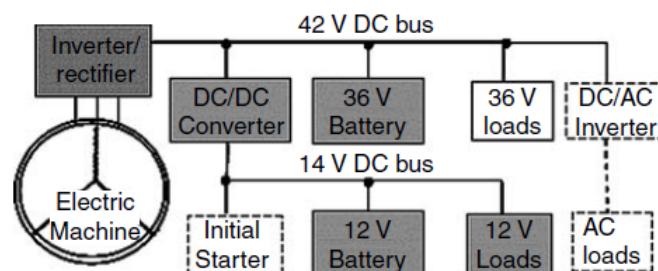


Figura 2.14: Exemplo de um sistema ISA típico [4]

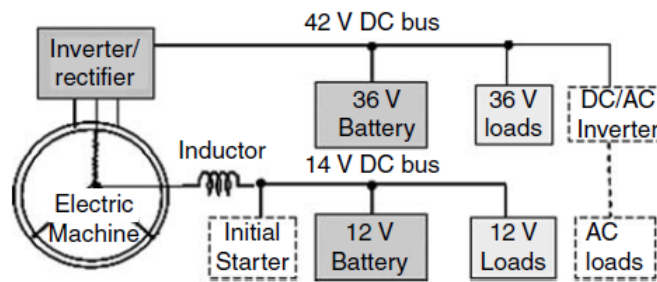


Figura 2.15: Exemplo de um sistema ISA multi-função [4]

2.3.3 Veículos Híbridos e Elétricos

A introdução de múltiplas fontes de energia nos veículos híbridos e elétricos de forma a melhorar o rendimento dos veículos convencionais provoca um aumento do nível de complexidade associado ao controlo do barramento DC mas, ao mesmo tempo, é possível explorar um número muito vasto de soluções de forma a atingir os objetivos propostos.

Neste caso, devido à existência de fontes de energia de natureza distinta e dependendo da topologia híbrida adotada, teremos um ou mais conversores capazes de lidar com o trânsito de potência do sistema. As estruturas de gestão de energia serão agora discutidas. Na secção 2.4 serão discutidos conversores DC/DC passíveis de serem utilizados neste ambiente.

2.3.3.1 Estrutura Passiva Paralela

Esta estrutura é a mais simples que pode ser encontrada. Nela, os super-condensadores encontram-se diretamente ligados em paralelo, sendo o conversor bidirecional DC/DC responsável por manter a tensão do barramento DC constante.

Esta topologia tem a vantagem de ter a implementação e algoritmo de controlo mais simples. Contudo, tem como desvantagem não ser capaz de controlar o estado de carga do conjunto de baterias e SCs em separado, não a tornando assim muito atrativa para aplicações automóveis [22, 23].

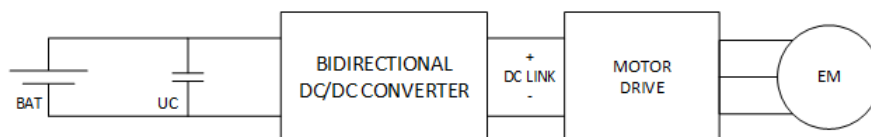


Figura 2.16: Diagrama de blocos de uma estrutura passiva paralela [23]

2.3.3.2 Estrutura Semi-Ativa

Na estrutura semi-ativa as duas fontes de energia deixam de estar diretamente ligadas em paralelo e o conversor bidirecional DC/DC passa a tratar do fluxo de energia entre ambas.

Existem ainda duas configurações possíveis dentro desta estrutura. A primeira apresenta o super-condensador ligado ao barramento DC diretamente, como se pode ver na figura 2.17, e,

na segunda, é a bateria que impõe a tensão ao barramento DC. A principal vantagem da primeira configuração é que a tensão da bateria pode ser mantida a uma tensão mais baixa e os super-condensadores trabalham numa maior gama de operação. Na segunda configuração a tensão do barramento consegue ser mantida aproximadamente constante devido a ser imposta pela bateria. Contudo, a travagem regenerativa não pode ser totalmente controlada [22, 23].

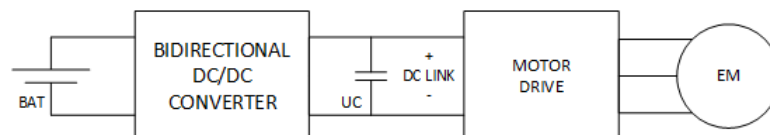


Figura 2.17: Diagrama de blocos de uma estrutura semi-ativa com o super-condensador ligado ao barramento DC [22]

2.3.3.3 Estrutura em Cascata

Nas estruturas em cascata a principal diferença para a topologia semi-ativa é que em vez de existir apenas um conversor de potência a fazer o controlo do fluxo de energia entre as duas fontes, existe mais um conversor responsável por manter a tensão do barramento DC constante como se encontra ilustrado na figura -2.18. A sua principal vantagem é conseguir utilizar as duas fontes de energia numa faixa de trabalho pois a tensão das mesmas é independente da tensão do barramento DC. Por este motivo é possível utiliza-las numa gama de trabalho maior comparativamente às duas estruturas anteriores [22, 23].

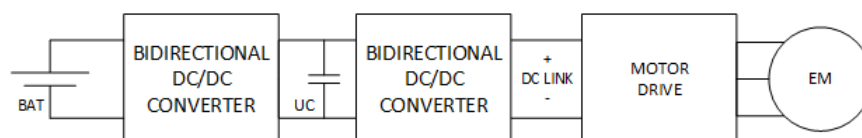


Figura 2.18: Diagrama de blocos de uma estrutura em cascata [22, 23]

2.3.3.4 Estrutura Multiporto

De forma a reduzir o preço, tamanho e complexidade da estrutura em cascata, os dois conversores de potência são substituídos por um só capaz de controlar o fluxo de potência entre as fontes e o barramento DC. Neste tipo de estrutura temos a vantagem de a tensão de cada uma das fontes ser sempre mantida mais baixa do que a tensão do barramento DC. Contudo, a complexidade do algoritmo de controlo do conversor aumenta de forma a fazer a gestão de energia adequada das fontes. Um exemplo desta estrutura encontra-se na figura 2.19.

2.4 Conversores DC/DC

Neste sub-capítulo irão ser apresentados alguns conversores DC/DC bem como as vantagens e desvantagens de cada um. Analisando cada um individualmente é possível, dentro das estudadas,

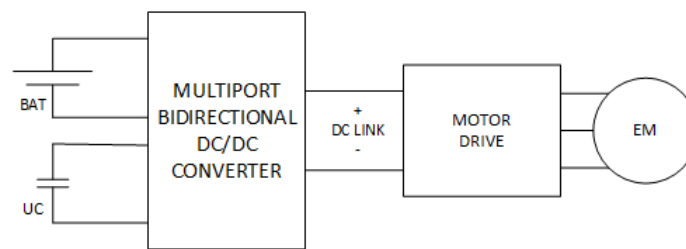


Figura 2.19: Diagrama de blocos de uma estrutura com múltiplas entradas [22, 23]

escolher uma topologia específica de forma a ser estudada com maior detalhe mais à frente nesta dissertação.

Quando falamos de conversores de potência para aplicações automóveis é importante olhar para alguns fatores específicos que determinam se o mesmo é o mais adequado para determinado tipo de uso. Alguns desses fatores são então:

- Custo;
- Volume;
- Eficiência;
- Complexidade de controlo;
- Peso;
- Número de componentes usado;

Primeiro serão apresentados alguns conversores simples sem isolamento galvânico (isto é, sem a utilização de um transformador de forma a isolar as fontes de energia do barramento DC). Depois serão introduzidos alguns conversores com isolamento e, finalmente, conversores multiporto para uma ou mais fontes de energia onde se encontram conversores com e sem isolamento. Neste capítulo é preciso ter em conta que é impossível fazer uma lista extensa dos conversores DC/DC existentes, apresentado-se apenas neste trabalho os que se consideram mais relevantes para o tema desta dissertação. Como base de comparação básica, neste ponto, todos os conversores vão ser analisados de forma muito geral assumindo um modo de condução contínua. Mais à frente em 2.4.5 o modo de condução descontinua será estudado.

2.4.1 Conversores sem Isolamento

2.4.1.1 Conversor DC/DC Bidirecional em Corrente

O primeiro conversor sem isolamento apresentado na figura 2.20 é o conversor bidirecional em corrente sem isolamento sugerido em [22]. Este conversor é bastante versátil e tem vários modos de operação que variam dependendo do modo de operação do veículo (travagem regenerativa, aceleração, desaceleração,...). Não possuir transformador e ser constituído por um reduzido número de componentes revelam-se vantagens interessantes apresentadas por este conversor.

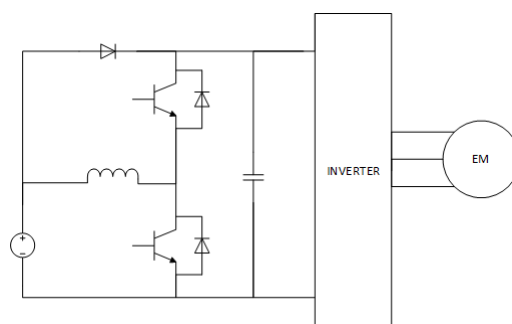


Figura 2.20: Conversor DC/DC Bidirecional em Corrente [22]

2.4.1.2 Conversor DC/DC Elevador

O conversor DC/DC elevador é um dos mais recorrentes quando se fala de conversores de potência. A sua baixa complexidade (apenas possui um grau de liberdade) e reduzido número de componentes torna-o bastante atrativo. Contudo, este conversor apresenta algumas desvantagens em aplicações automóveis, como é o caso do elevado *ripple* de corrente de entrada que reduz a autonomia da fonte de energia a utilizar e o elevado stress eletrónico dos componentes. Vários estudos propõe o uso de conversores derivados do elevador de forma a reduzir estes problemas [15, 16]. Um destes conversores vai ser apresentado na secção 2.4.1.4.

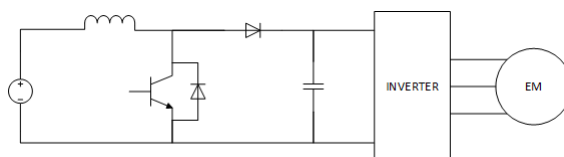


Figura 2.21: Conversor DC/DC elevador [15, 16]

2.4.1.3 Conversor DC/DC Bidirecional de 4 Fases

O conversor apresentado em 2.22 é semelhante ao apresentado na secção 2.4.1.4. A principal diferença entre ambos é o díodo do primeiro ter sido substituído por um interruptor eletrónico de potência tornando assim o conversor bidirecional [24]. Sendo então possível reduzir o stress eletrónico dos componentes e, desta forma, diminuir as perdas e tamanho dos componentes ativos do sistema.

2.4.1.4 4-Phase Floating Interleaved Boost Converter

A topologia apresentada na figura 2.23 é proposta nos artigos [15, 16] para veículos a pilhas de combustível. Como já foi visto anteriormente na secção 2.2.3 esta tecnologia é essencial de forma a obter sistemas com performances altas.

No conversor apresentado o tamanho dos componentes é significativamente reduzido quando comparado com o conversor DC/DC elevador resultando numa diminuição do peso total do conversor. O problema do *ripple* da corrente de entrada é também atenuado, permitindo aumentar a

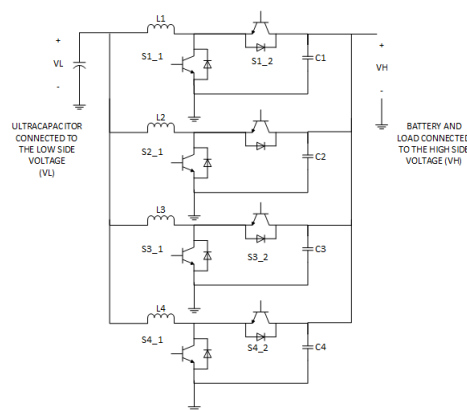


Figura 2.22: Conversor DC/DC Bidirecional de 4 Fases [24]

autonomia das pilhas de combustível ou de outro tipo de fonte de energia a utilizar. Apresentam-se também como vantagens a diminuição das perdas de potência e menor aquecimento das fontes de energia.

Contudo, à medida que vamos aumentando o número de fases, o nível de complexidade do controlo do conversor aumenta de forma considerável.

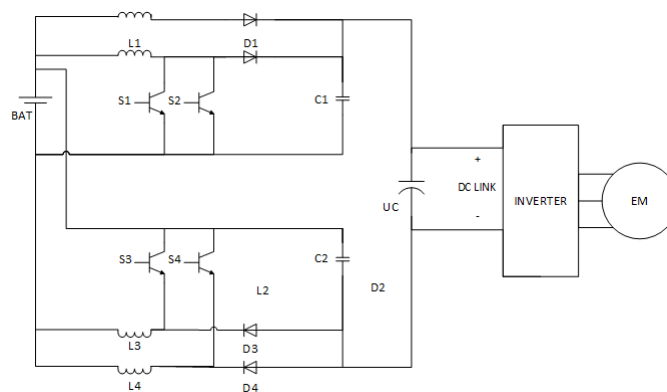


Figura 2.23: 4-Phase Floating Interleaved Boost Converter [15, 16]

2.4.2 Conversores com Isolamento

2.4.2.1 Conversor de Meia Ponte e Ponte Completa

Quando falamos de conversores com isolamento os mais comum que podemos encontrar são os conversores de meia ponte e de ponte completa.

A principal diferença dos conversores apresentados nas figuras 2.24 e 2.25 é a substituição, no conversor de meia-ponte, dos interruptores por dois condensadores, tornando-o assim mais económico à custa de outros fatores. O facto de o transformador usado no conversor de meia ponte ver apenas metade da tensão de entrada, duplica a corrente no primário do mesmo [25].

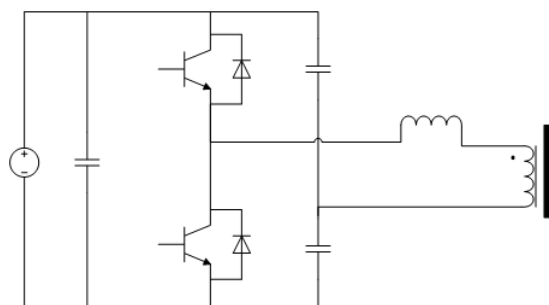


Figura 2.24: Conversor de Meia Ponte -[25]

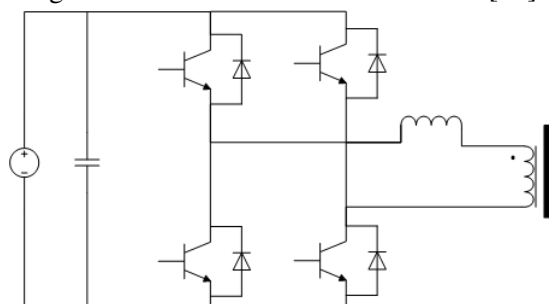


Figura 2.25: Conversor de Ponte Completa [25]

2.4.3 Conversores Multiporto

O estudo e procura de soluções na literatura de conversores multiporto que sejam relevantes para aplicações automóveis deve ser feito de forma exaustiva e cautelosa. De maneira a escolher, de entre as varias soluções estudadas, uma topologia que vá ser o foco do trabalho, é necessário estabelecer uma base comparação aceitável entre as mesmas.

2.4.3.1 Conversor TAB

O conversor de potência da figura 2.26 consiste em três conversores de ponte completa ligados entre si através de um transformador de três enrolamentos. O transformador permite ao conversor ter diferentes portos, com diferentes valores de tensão, utilizando a relação correta do número de espiras do transformador. Esta topologia permite ainda o uso de uma frequência fixa e do uso da corrente de fugas do transformador fazer a transferência de energia [25].

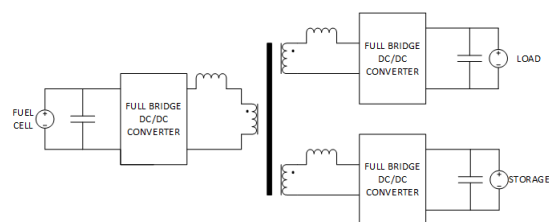


Figura 2.26: Conversor TAB [26]

2.4.3.2 Conversor Triple Half Bridge (THB)

Neste conversor um transformador de alta frequência de três enrolamentos é utilizado bem como três conversores de meia ponte, como pode ser visto na figura 2.27. Neste conversor, cada esquema de meia-ponte está diretamente ligado com um porto, sendo possível fazer um controle adequado de cada fonte de energia. Apesar de neste conversor as perdas nos semicondutores serem reduzidas, o uso de elevados componentes e um transformador fazem com que o seu preço, tamanho e peso aumentem de forma significativa [25].

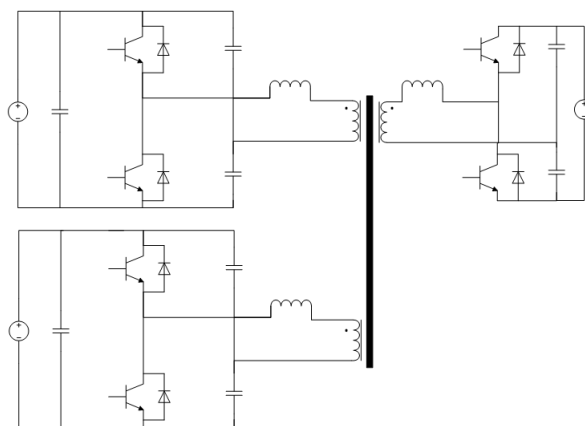


Figura 2.27: Conversor Triple Half-Bridge [25]

2.4.4 Switch Utilization Ratio

Em maior parte dos projetos de conversores de potência um dos fatores mais importante a ter em conta é o custo dos semi-condutores ativos e as perdas que os mesmos introduzem no sistema. Isto faz com que se introduza um novo termo comparativo de forma a comparar os conversores e escolher o mais adequado. É então introduzido o conceito de *switch utilization ratio* (SUR) [27] como termo comparativo. O SUR é uma medida que permite maximizar as capacidades de potência de um dispositivo de comutação.

O *switch utilization ratio* é definido como

$$SUR = \frac{P_o}{nV_T I_T} \quad (2.2)$$

onde P_o é a potência de saída do circuito, n o número de interruptores de potência, V_T a tensão máxima instantânea do interruptor e I_T a corrente máxima instantânea do interruptor.

Uma simples comparação entre vários conversores DC/DC apresenta-se na tabela 2.1.

Por exemplo, no caso de um conversor elevador, como o referido em 2.4.1.2, podemos ver através da tabela que este conversor opera de forma mais eficaz quando a sua razão de tensão de saída sobre tensão de entrada é mais próxima de um (pois o seu SUR aumenta à medida que essa razão se aproxima de um). Neste caso deviam ser escolhidos valores baixos para o duty-cycle

de controlo do transístor de forma a ser possível utilizar componentes menores para lidar com maiores potências.

Podemos ainda ver que todas as topologias elevadoras e abaixadoras apresentadas com isolamento apresentam sempre um SUR inferior a um, tornando-se assim menos eficazes quando comparadas com as que não apresentam isolamento.

Conversor	SUR teórico	SUR máximo	D para o máximo SUR
Buck	\sqrt{D}	1	1
Boost	$\frac{(1-D)}{\sqrt{D}}$	∞	0
Conversores isolados Buck (ponte-completa e meia-ponte)	$\frac{\sqrt{D}}{2\sqrt{2}}$	0.353	1
Conversores isolados Boost (ponte-completa e meia-ponte)	$\frac{1-D}{2\sqrt{1+D}}$	0.5	0

Tabela 2.1: Tabela referente ao switch utilization ratio de alguns conversores de potência [1]

2.4.5 Modo de condução descontínua

Até este ponto todos os conversores foram analisados tendo em conta que os mesmos estão a trabalhar em modo de condução contínua. Contudo, também o modo de condução descontínua deve ser alvo de discussão.

Quando os conversores DC/DC são projetados tendo um ou mais interruptores de potência unidirecionais o conversor pode entrar em modo de condução descontínua se o *ripple* da corrente que atravessa a bobine ou o *ripple* da tensão a que está sujeito o condensador for suficientemente grande para fazer com que a polaridade da corrente ou tensão do semicondutor inverta.

Este modo é encontrado maioritariamente quando a corrente da bobine do conversor apresenta uma elevada oscilação de corrente e o sistema está a operar a um baixo regime de carga.

Existem mesmo alguns conversores que são projetados de forma a trabalharem apenas neste modo, pois o mesmo pode trazer algumas vantagens. O fato de o modo de condução descontínua introduzir mais um período (em que o semicondutor se encontra inativo) as perdas totais, associadas à comutação dos semicondutores, podem ser reduzidas.

Quando um conversor opera neste modo algumas das suas características podem ser alteradas, como acontece com a sua razão de conversão de tensão. Neste modo a tensão de saída passa a ser dependente da carga, resultando num aumento da impedância de saída do conversor [1].

2.4.6 Solução proposta

Tendo em conta os vários conversores apresentados e de maneira a ir ao encontro das exigências impostas pelos sistemas de armazenamento de energia apresentados, tais como a necessidade de encontrar soluções mais baratas, com menor peso e com menor tamanho e, ao mesmo tempo,

tentar melhorar a eficiência e *performance* dos veículos elétricos o conversor escolhido para estudo com mais detalhe foi o conversor DC/DC bidirecional de 4 fases referenciado em [2.4.3.1](#).

Devido ao facto de o mesmo não apresentar isolamento galvânico e, ao mesmo tempo, conseguir reduzir o tamanho dos seus componentes reduzindo o stress eletrónico a que cada um está sujeito esta solução torna-se bastante atrativa de forma a resolver os problemas associados ao seu custo, peso e tamanho.

Algo importante a referir é que o mesmo pode ser controlado de forma a trabalhar quer em modo de condução contínua quer em modo de condução descontínua. Cada modo de operação tem as suas vantagens e desvantagens, contudo, na aplicação em causa o segundo modo de operação é mais atrativo pois permite ao sistema, quando trabalha em modo abaixador, isto é, o lado de alta tensão fornece potência ao lado de baixa tensão, introduzir um período adicional em que os semi-condutores irão estar desligados (quando a corrente da bobine for nula durante a descarga da mesma) diminuindo as perdas associadas aos mesmos.

Este conversor, pelo facto de ser bidirecional, pode operar em dois modos distintos. O mesmo atua como um conversor elevador quando o lado de menor tensão entrega energia ao lado de maior tensão, ou seja, as baterias são carregadas pelo ultra-condensador. O outro modo de operação acontece quando o lado de alta tensão entrega energia ao lado de menor tensão, isto é, o ultra-condensador é carregado pelo barramento DC.

Para o funcionamento do conversor ser o mais correto é necessário estudar o seu princípio de funcionamento bem como os seus modos de operação de forma a formular um algoritmo de controlo que cumpra essas especificações.

Capítulo 3

Revisão da modelação de conversores DC/DC

Neste capítulo, serão revistos os modos de funcionamento de um conversor de potência, bem como a sua modelização através de um circuito equivalente. O desenho de um conversor de potência deve ser capaz de calcular as tensões em todos os pontos do circuito bem como as suas correntes. Na modelização destes conversores é de grande importância, ainda, o estudo das perdas associadas aos semi-condutores bem como o seu rendimento total.

Antes de tudo é importante referir que existem vários tipos de modelos para conversores de potência, contudo, para a realização desta dissertação apenas se consideram os que foram estudados e serão apresentados de seguida.

Em primeiro lugar veremos modelos de conversores em regime permanente, sendo desprezadas variações de sinal.

Contudo, a principal função de um conversor DC/DC é regular a sua tensão de saída de forma a que esta siga um valor de referência que pode ser fixo ou dado por um controlador que com base no erro resultante irá atuar sobre o *duty-cycle* aplicado aos interruptores de potência na forma de um *PWM*.

Para o desenho de controladores necessitaremos de outro tipo de modelo que seja sensível a perturbações na tensão de entrada e na carga. Então, neste capítulo irão também ser estudados os modelos AC dos conversores de potência de forma a solucionar os problemas inerentes à modelação em regime permanente que não permitem o desenho de controladores em malha-fechada eficazes [1]. Fatores como o *overshoot* e o tempo de subida são também críticos aquando do desenho de um controlador e têm de ser tidos em conta. O controlador deve ainda garantir a estabilidade do sistema.

Como podemos ver através da figura 3.1 temos dois tipos de modelização diferentes, a modelação para pequenos sinais e a modelação para grandes sinais. A modelação para pequenos sinais apesar de permitir construir um controlador linear para o conversor, releva-se menos precisa quando comparada com a modelização para grandes sinais que, por sua vez, nos permite construir um controlador não linear mais robusto e mais próximo da realidade. Esta fato deve-se pois o

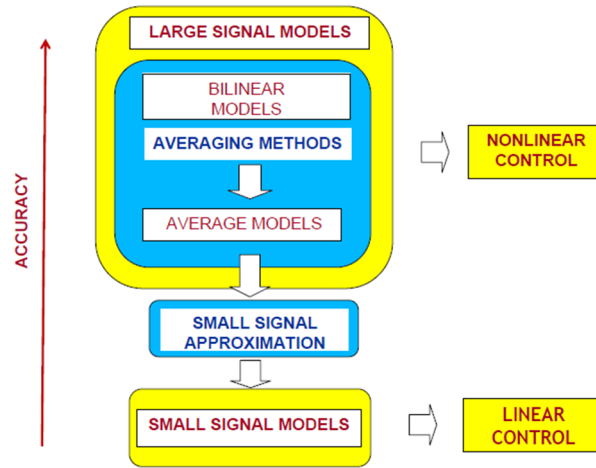


Figura 3.1: Imagem ilustrativa dos vários tipos de modelação AC e sua precisão [28]

controlador linear trabalha sobre um determinado ponto de equilíbrio e, assim, pode não conseguir garantir a estabilidade do sistema para certas perturbações na carga, na entrada ou nos parâmetros.

Para estudo de cada tipo de modelação irá ser utilizado o conversor elevador visto em 2.4.1.2 como exemplo demonstrativo.

3.1 Modelação de Conversores em regime permanente

A primeira modelação a ser estudada destina-se a conversores em regime permanente num certo ponto de equilíbrio. Nesta análise, a resposta dinâmica do conversor não é analisada, interessando apenas algumas características essenciais do conversor, como a razão entre a tensão de entrada e a tensão de saída, estudo sobre as perdas associadas à bobine e rendimento do conversor.

O rendimento do conversor estudado assume-se ideal, isto é, de 100%. Por conseguinte, a potência de saída é a mesma de entrada. Será ainda assumido que o conversor está em modo de condução contínua. Logo, em qualquer conversor temos que:

$$P_{in} = P_{out} \quad (3.1)$$

ou,

$$V_{in}I_{in} = V_{out}I_{out} \quad (3.2)$$

onde V_{in} , I_{in} , V_{out} e I_{out} encontram-se representados na figura 3.2.

Este conversor pode ser representado por um modelo de um transformador, como visto na figura 3.3. Nesta figura o símbolo do transformador serve para representar a transformação das tensões e correntes em qualquer conversor idealmente com 100% de eficiência, não existindo mesmo um conversor físico associado. Podemos então escrever a razão de tensão de saída em função da tensão de entrada como descrito na equação 3.3.

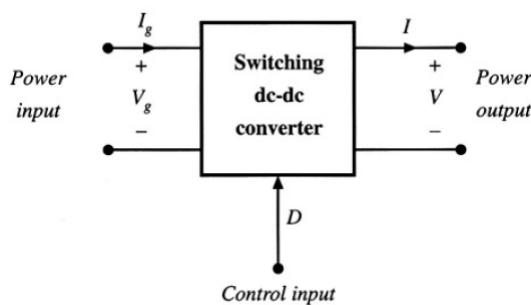


Figura 3.2: Esquema de qualquer conversor de potência

$$V_{out} = M(D)V_{in} \quad (3.3)$$

onde $M(D)$ é a razão de conversão em função do duty-cycle D em equilíbrio do conversor que, no caso do conversor elevador é $\frac{1}{1-D}$. De salientar que esta razão apenas é válida quando o conversor está em equilíbrio, pois em regime dinâmico o controlador vai responder de acordo com as perturbações impostas, nomeadamente na bobine e no condensador, alterando assim o valor do *duty-cycle*.

Seguidamente analisaremos com mais detalhe o conversor elevador (*boost*), obtendo um modelo em que as perdas na bobine influenciam a razão de tensão do conversor.

Relembrado o conversor apresentado na secção 2.4.1.2.

Contudo, irá ser introduzida uma resistência R_L que está associada à bobine de forma possibilitar o estudo das perdas de condução associadas à mesma.

Assumindo que o conversor se encontra em regime permanente e desprezando a variação de corrente na bobine e tensão no condensador de saída, podemos estudar o funcionamento do circuito para cada estado do interruptor de potência.

Quando o interruptor está aberto obtemos as seguintes equações para a tensão da bobine e corrente no condensador:

$$v_L(t) = V_{in} - IR_L \quad (3.4)$$

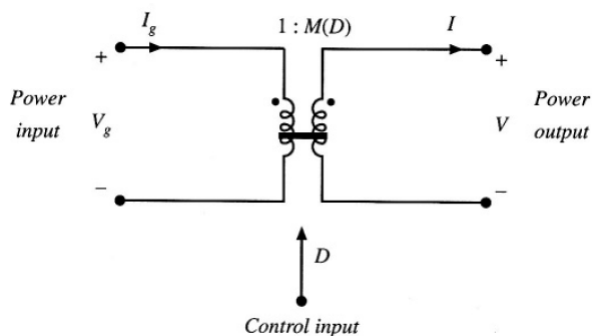


Figura 3.3: Modelo de um transformador ideal de um conversor DC/DC [27]

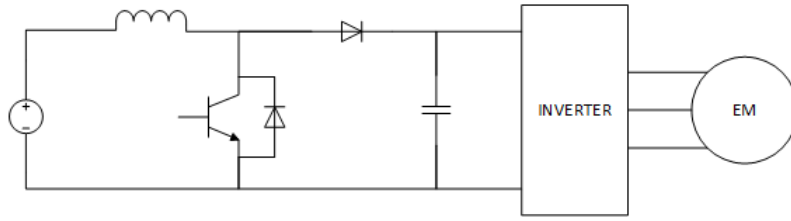


Figura 3.4: Conversor DC/DC elevador [15, 16]

$$i_c(t) = -\frac{V_{out}}{R} \quad (3.5)$$

E, quando o interruptor está fechado:

$$v_L(t) = V_{in} - IR_L - V_{out} \quad (3.6)$$

$$i_c(t) = I - \frac{V_{out}}{R} \quad (3.7)$$

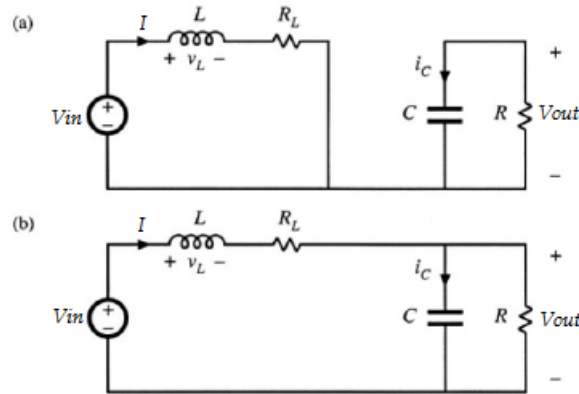


Figura 3.5: Dois estados associados ao conversor elevador. a) Interruptor ON b) Interruptor OFF

Sabendo que o valor médio da tensão da bobine é, idealmente, nulo e dado por:

$$\langle v_L(t) \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_L(t) dt = D(V_{in} - IR_L) + (1 - D)(V_{in} - IR_L - V_{out}) \quad (3.8)$$

Onde $D = \frac{t_{on}}{T_s}$ e $T_s = t_{on} + t_{off}$.

Como $\langle v_L(t) \rangle = 0$:

$$0 = V_{in} - IR_L - (1 - D)V_{out} \quad (3.9)$$

Fazendo agora os mesmos cálculos para a corrente no condensador:

$$\langle i_c(t) \rangle = D\left(-\frac{V_{out}}{R}\right) + (1 - D)\left(I - \frac{V_{out}}{R}\right) \quad (3.10)$$

como $\langle i_C(t) \rangle = 0$:

$$0 = (1 - D)I - \frac{V_{out}}{R} \quad (3.11)$$

Combinando as equações 3.11 e 3.9 resolvendo em ordem a V_{out} obtém-se então, finalmente:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \frac{1}{1 + \frac{R_L}{(1 - D)^2 R}} \quad (3.12)$$

É então obtida a razão de tensão em função da resistência R_L . A razão de tensão do conversor depende não só da razão resultante do valor do *duty-cycle*, mas também do valor da resistência de perdas associada à bobina. Quando $R_L = 0$ é obtida a razão ideal $\frac{1}{1 - D}$.

O rendimento do conversor é então obtido da forma que se segue:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out}(1 - D)I}{V_{in}I} \quad (3.13)$$

Combinando as equações 3.12 e 3.13 obtemos na equação 5.4 o rendimento do conversor elevador em função do *duty-cycle*, como pretendido [1].

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{(1 - D)^2 R}} \quad (3.14)$$

3.2 Modelação de Conversores para pequenos sinais

Contudo, como já foi visto anteriormente, o modelo obtido na secção 3.1 para regime permanente não possibilita a análise do conversor tendo em conta a dinâmica dos elementos ativos do circuito.

Nesta secção serão estudados alguns modelos que permitem fazer a análise da resposta dinâmica do conversor, de forma a ser possível estudar a sua resposta no domínio das frequências.

Como anteriormente, o conversor DC/DC elevador básico será o caso de estudo para analisar os vários modelos.

3.2.1 Modelação baseada em espaço de estados

A modelação baseada em espaço de estados é usada tendo em conta uma aproximação linear do comportamento do conversor num determinado ponto de funcionamento, i.e. o ponto de equilíbrio.

Como podemos ver através da figura 3.6 o que se pretende nesta altura é achar uma função linear que nos permita analisar o conversor em questão em torno do ponto de equilíbrio desejado (na figura representado por x_0).

Uma vez mais, o conversor DC/DC elevador da figura 3.4 será usado como caso de estudo.

Em primeiro lugar é importante escrever as equações que traduzem os dois estados associados ao sistema (quando o interruptor está *ON* e quando o interruptor está *OFF*). De forma a fazê-lo,

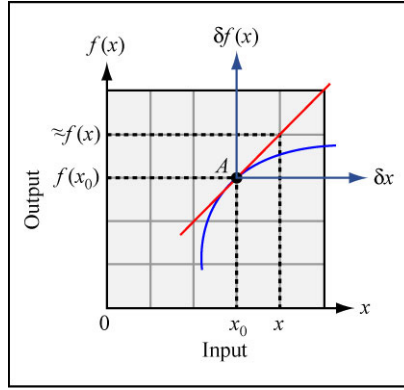


Figura 3.6: Linearização de uma função $f(x)$ em torno do ponto x_0

vamos relembrar o circuito equivalente que traduzem esses dois estados que se encontra ilustrado na figura 3.5.

Com o auxílio deste circuito podemos então escrever as equações diferenciais que caracterizam o conversor de potência.

$$\frac{\partial i_L}{\partial t} = \frac{V_{IN} - r_L i_L - (1-d)v_{OUT}}{L} \quad (3.15)$$

$$\frac{\partial v_C}{\partial t} = \frac{\frac{-v_{OUT}}{R_L} + (1-d)i_L}{C} \quad (3.16)$$

Reescrevendo as equações 3.15 e 3.16 sobre a forma matricial de forma a criar o modelo em espaço de estados obtemos então a seguinte matriz:

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial i_L}{\partial t} \\ \frac{\partial v_C}{\partial t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{OUT} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

De seguida determina-se o ponto de equilíbrio para o qual o sistema será linearizado. Assumindo que não existem perturbações em torno do ponto, isto é, que $\dot{x} = 0$.

$$\dot{x} = Ax + Bu = Ax + BV_{IN} \quad (3.18)$$

Onde $x = \begin{bmatrix} \frac{\partial i_L}{\partial t} \\ \frac{\partial v_C}{\partial t} \end{bmatrix}$, e A e B são matrizes de estado.

Igualando então cada uma das equações diferenciais obtidas em 3.16 e 3.15 a zero, é então obtido o valor do ponto de equilíbrio (assumindo neste caso que podemos desprezar a resistência interna da bobine) de cada uma das variáveis do sistema.

$$V_{OUTeq} = \frac{V_{IN}}{1-d_0} \quad (3.19)$$

$$i_{Leq} = \frac{V_{IN}}{R_L(1-d_0)^2} \quad (3.20)$$

Onde V_{OUTeq} , i_{Leq} e d_0 são os valores da tensão de saída em equilíbrio, da corrente da bobine em equilíbrio e do valor do *duty-cycle* em equilíbrio, respetivamente.

De momento, temos uma função em ordem às variáveis de controlo i_{L1} i_{L2} V_C e V_{IN} que é constante.

Usando o primeiro termo da expansão de Taylor em torno do ponto de equilíbrio é então obtida uma linearização da função.

$$\hat{x} = \frac{\partial f}{\partial x_{x_0, d_0}} \hat{x} + \frac{\partial f}{\partial d_{x_0, d_0}} \hat{d} \quad (3.21)$$

Usando a equação escrita em 3.21 para linearizar o conversor em torno do ponto de equilíbrio é então obtido o modelo linearizado em espaço de estados.

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d_0)}{L} \\ \frac{(1-d_0)}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \hat{x} + \begin{bmatrix} \frac{V_{IN}}{(1-d_0)L} \\ -\frac{V_{IN}}{R_L(1-d_0)^2} \end{bmatrix} \hat{d} \quad (3.22)$$

Finalmente, para obter a função de transferência de cada uma das variáveis do sistema em função da variável de controlo, neste caso o duty cycle, vai ser aplicada a transformada de Laplace à equação apresentada em 3.22.

$$\frac{\hat{x}(s)}{\hat{d}(s)} = [sI - A_0]^{-1} \cdot B_0 \quad (3.23)$$

Onde, neste caso, I é a matriz identidade e A_0 e B_0 as matrizes referentes ao modelo linearizado apresentadas em 3.22.

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{s(\frac{V_{IN}}{L(1-d_0)}) + \frac{2V_{IN}}{R_L C L (1-d_0)}}{s^2 + s\frac{1}{R_L C} + \frac{1}{LC}(1-d_0)^2} \quad (3.24)$$

$$\frac{\hat{V}_C(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-s(\frac{V_{IN}}{R_L C (1-d_0)^2}) + \frac{V_{IN}}{LC}}{s^2 + s\frac{1}{R_L C} + \frac{1}{LC}(1-d_0)^2} \quad (3.25)$$

Estas equações podem ser utilizadas para descrever o modelo do conversor em torno do ponto x_0 , sendo agora possível através destas funções de transferência analisar com maior detalhe a resposta do sistema e sua estabilidade. Estes pontos irão ser revistos com maior cuidado numa secção posterior.

3.3 Modelação de Conversores para grandes sinais

Nesta secção irão ser estudados com mais detalhe os dois tipos de modelação para grandes sinais, a modelação híbrida e a modelação baseada na média.

A grande diferença entre estes dois modelos reside no facto de a modelação híbrida apresentar maior precisão (como já foi visto na figura 3.1) pois o *ripple* das grandezas em questão também é considerado, o que não acontece na modelação baseada na média pois, como o nome indica, apenas é considerado o valor médio dessas mesmas grandezas.

3.3.1 Modelação híbrida

Como já vimos anteriormente existem dois estados associados a este conversor, quando o interruptor se encontra *ON* e quando o interruptor se encontra *OFF*. Para a modelação híbrida vamos associar uma variável u a cada um destes estados. Então, quando o interruptor está *ON* $u = 1$ e quando o interruptor está *OFF* $u = 0$.

As equações que traduzem o comportamento deste conversor quando $u = 1$ estão descritas em 3.6 e 3.7 e para $u = 0$ estão descritas em 3.4 e 3.5.

Podemos então re-escrever estas equações em função da variável u de forma a construir o modelo híbrido deste conversor.

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} = V_{IN} - V_{OUT} \cdot (1 - u) \quad (3.26)$$

$$i_C = C \frac{dV_{OUT}}{dt} = i_L \cdot (1 - u) - \frac{V_{OUT}}{R_L} \quad (3.27)$$

Graficamente, é também possível mostrar este modelo bem como a resposta que o mesmo produz.

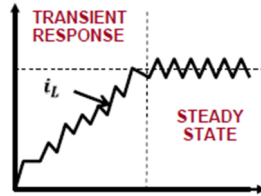


Figura 3.7: Resposta da corrente na bobine utilizando o modelo híbrido [28]

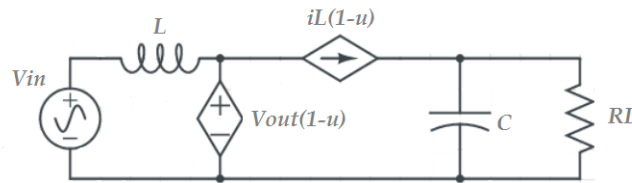


Figura 3.8: Modelo híbrido do conversor elevador

Através deste modelo é ainda possível implementar em *MATLAB/Simulink* o conversor de forma a, não recorrendo a ferramentas de simulação tipo *PSIM*, obter um modelo de simulação do conversor a modelizar.

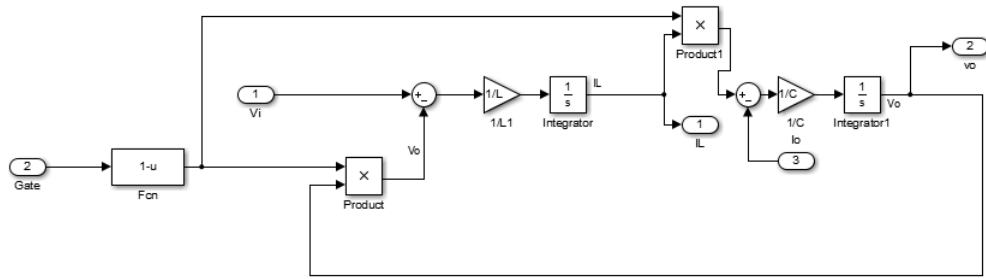


Figura 3.9: Modelo do conversor elevador em *MATLAB/Simulink*

Este modelo em *MATLAB/Simulink* pode ser visto na figura 3.9

3.3.2 Modelação baseada na média

Como já foi referido anteriormente e como o próprio nome indica, este tipo de modelação para grandes sinais baseia-se nos valores médios das grandezas.

Recorrendo às equações 3.26 e 3.27 podemos então escrever o modelo baseado na média para o conversor elevador básico.

$$\langle i_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T i_L dt \quad (3.28)$$

$$\langle v_O \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v_O dt \quad (3.29)$$

$$\langle u \rangle = d = \frac{1}{T} \int_0^T u dt \quad (3.30)$$

O que resulta então nas seguintes equações que modelizam o sistema.

$$\langle V_L \rangle = L \frac{d \langle i_L \rangle}{dt} = \langle V_{IN} \rangle - \langle V_{OUT} \rangle \cdot (1 - \langle u \rangle) \quad (3.31)$$

$$\langle i_C \rangle = C \frac{d \langle V_{OUT} \rangle}{dt} = \langle i_L \rangle \cdot (1 - \langle u \rangle) - \frac{\langle V_{OUT} \rangle}{R_L} \quad (3.32)$$

Finalmente, podemos também ver a resposta da corrente usando este modelo bem como o modelo gráfico do conversor modelizado usando a modelação baseada na média.

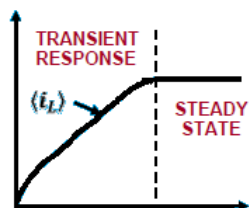


Figura 3.10: Resposta da corrente na bobine utilizando o modelo baseado na média [28]

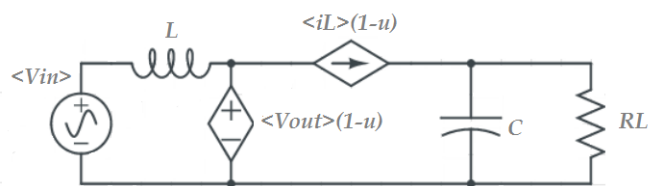


Figura 3.11: Modelo baseado na média do conversor elevador

Capítulo 4

Estudo da solução adoptada

4.1 Dimensionamento de componentes do sistema

Após o estudo do modelo dos conversores, torna-se essencial dimensionar todos os componentes associados ao mesmo. Este estudo torna possível numa fase posterior, fazer a análise do rendimento do sistema bem como o projeto do sistema de controlo.

Primeiro de tudo é importante referir que, neste ponto, todo o dimensionamento associado é feito assumindo que o conversor se encontra a funcionar no limite de condução contínua. Nesta dissertação apenas será tido em conta este modo, não estudando o que acontece quando o conversor opera em modo descontinuo.

V_{IN}	72 V
V_{OUT}	240 V
R_L	32 Ω

Tabela 4.1: Especificações do conversor de potência

De forma a ser possível dimensionar os componentes passivos e ativos do conversor de potência tiveram de ser feitas algumas suposições relativamente aos valores de referência deste último.

Assimforam impostas as especificações para o conversor de potência da tabela 4.1.

O primeiro passo para dimensionar os componentes para um conversor de potência é analisar a potência associada ao mesmo, para conseguirmos ter uma ideia das tensões e correntes associadas a cada componente.

Assumindo, por agora, que podemos desprezar as perdas em todos os componentes do sistema, é possível dizer que a potência de entrada irá ser igual à potência de saída como visto nas equações 3.1 e 3.2. Utilizando esta igualdade, vão ser retirados os valores de tensão e de corrente à saída e entrada do conversor.

Juntando as equações 3.1 e 3.2, a corrente de entrada pode ser escrita como:

$$I_{IN} = \frac{(V_{OUT})^2}{R_L V_{IN}} \quad (4.1)$$

Através da equação 4.1 obtemos $I_{IN} = 25A$. Sabendo que $I_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{R_L}$, é fácil de ver também que $I_{OUT} = 7.5A$ para um conversor qualquer com n fases.

De seguida é importante retirar também o valor de *duty cycle* que garante a relação de tensões pretendida. Como já foi visto no capítulo 3 a relação entre entrada e saída de um conversor elevador quando desprezada a resistência interna da bobine r_L é dada por $\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1-D}$. Tem-se então que, neste caso específico, $D = 0.7$.

4.1.1 Dimensionamento da bobine

De forma a dimensionar de forma correta a bobine é necessário conhecer dois fatores chave. Esses fatores são a corrente média da bobine (i_{LAVG}) e a corrente eficaz também da bobine (i_{LRMS}).

É então necessário conhecer a forma de onda da corrente que passa numa fase da bobine de forma a calcular os fatores referidos anteriormente.

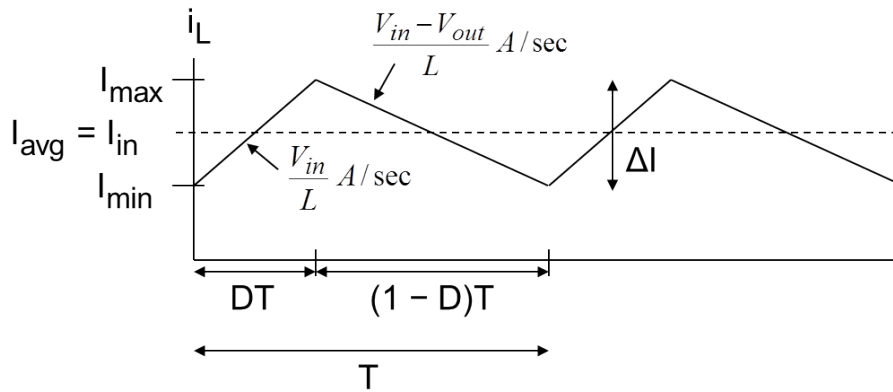


Figura 4.1: Corrente da bobine numa das fases do conversor

Durante t_{ON} a curva da corrente é descrita como:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{IN}}{L} \quad (4.2)$$

E, durante t_{OFF} :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L} \quad (4.3)$$

A corrente média da bobine é então dada pela corrente de entrada calculada anteriormente dividida pelo número de fases escolhido para o conversor de potência. Vamos supor que temos então um conversor com n fases, a corrente média na bobine vai ser dada por:

$$i_{LAVG} = \frac{I_{IN}}{n} \quad (4.4)$$

Como é facilmente observável através da equação 4.4, com a adição de mais fases o valor da corrente média da bobine vai diminuindo, podendo assim atingir valores mais baixos, baixando o tamanho e peso destes componentes, como já foi visto anteriormente.

De seguida, é essencial calcular o outro fator chave para o dimensionamento da bobine que é o valor eficaz da corrente que atravessa a mesma.

Através da definição de valor eficaz de uma forma de onda foi desenvolvido o integral da forma de onda da corrente de forma a chegar à expressão final que traduz o valor eficaz da corrente na bobine.

$$i_{LRMS}^2 = i_{LAVG}^2 + \frac{1}{12} \Delta i_L^2 \quad (4.5)$$

Através da equação 4.5 é perceptível que o impacto máximo do *ripple* da corrente na corrente eficaz ocorre no limite entre o modo contínuo e descontínuo, onde $\Delta i_L = 2 \frac{I_{IN}}{n}$.

Substituindo então o valor de Δi_L na equação 4.5:

$$i_{LRMS} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{I_{IN}}{n} \quad (4.6)$$

Como estamos a este conversor para o caso contínuo, é também importante calcular o valor mínimo da bobine que garante que o *ripple* da corrente nunca é suficientemente grande e que cause que o conversor deixe este modo de operação. De forma a fazê-lo assumimos então que estamos a trabalhar no MCC (modo de condução crítica).

Para garantir esse modo, é então necessário ver o que acontece à bobine durante um intervalo de comutação, por exemplo, quando o interruptor está a ligar. Assumindo que o valor da bobine sofre uma variação demasiado pequena, durante esse intervalo, que pode ser considerada constante, obtemos a equação 4.7.

$$\int_0^{t_{ON}} i_L dt = \frac{V_{IN}}{L_{MIN}} \cdot D \cdot \frac{1}{f_s} = \Delta i_{LMAX} \quad (4.7)$$

Onde D é o *duty cycle* calculado anteriormente (em regime permanente) e f_s a frequência de comutação dos interruptores de potência.

Resolvendo a equação 4.7 em função do L, é então obtida a expressão que pretende calcular o valor mínimo da bobine de forma a que o conversor nunca deixe o modo contínuo.

$$L_{MIN} = \frac{V_{IN}}{\Delta i_{LMAX}} \cdot D \cdot \frac{1}{f_s} \quad (4.8)$$

Podemos ainda dizer que o pior caso para a corrente na bobine é quando:

$$\Delta i_L = \frac{2i_{IN}}{n} \quad (4.9)$$

Facilmente se obtém assim também o valor máximo da corrente que vai passar na bobine associada a uma fase, que é dado por:

$$i_{LMAX} = i_{LAVG} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (4.10)$$

4.1.2 Dimensionamento do condensador

De forma a dimensionar corretamente o condensador, como anteriormente, é preciso ter em conta dois fatores chave. Neste caso, esses fatores são o valor da corrente eficaz que o atravessa e o máximo valor de tensão que o mesmo poderá ter de suportar.

A tensão máxima que o condensador está sujeito em qualquer um dos conversores refere-se à tensão de saída V_{OUT} . O fator de segurança associado normalmente a estes casos considera-se o dobro da tensão nominal que o condensador deverá suportar. Isto é:

$$V_{CMAX} = 2V_{OUT} \quad (4.11)$$

Agora, de forma a analisar os valores de corrente que atravessam o condensador é importante, como feito anteriormente para a bobine, analisar a forma de onda que atravessa o mesmo. Neste ponto é importante referir que a corrente que atravessa o condensador não vai ser igual para todos os conversores, pois a mesma depende do balanceamento e número de fases. A adição de mais fases resulta numa sobreposição de correntes no condensador. Desta forma torna-se difícil caracterizar a corrente do condensador através de uma expressão em tempo contínuo. Por conseguinte, consideramos apenas um conversor de uma fase.

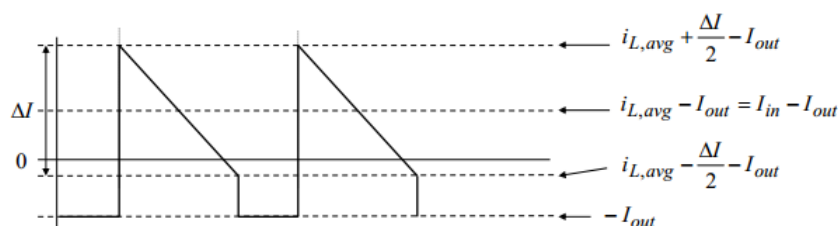


Figura 4.2: Corrente do condensador para um conversor elevador de uma fase

Para dimensionar o condensador considera-se que este trabalha no modo MCC. Pegando então na figura 4.2 podemos voltar a apresentar a figura com as respetivas modificações necessárias.

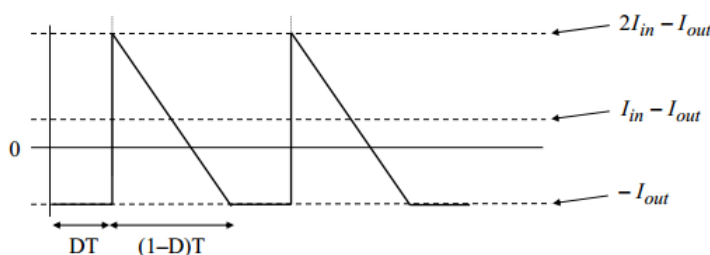


Figura 4.3: Corrente do condensador para um conversor de n fases no pior caso

Quando o interruptor está fechado, a corrente do condensador é a corrente de saída (I_{OUT}). Por outro lado, quando o interruptor se encontra aberto a corrente do condensador é $i_{L_n} - I_{OUT}$ onde i_{L_n} é a soma das correntes em cada uma das n fases, neste caso $n = 1$. Supondo que o intervalo em que o interruptor de potência se encontra fechado demorasse todo o período T , o

valor eficaz da corrente do condensador iria ser I_{OUT}^2 . Por outro lado, se o intervalo em que o interruptor de potência se encontra aberto tivesse a duração do período T , o valor eficaz da corrente no condensador seria $(I_{IN} - I_{OUT})^2 + \frac{1}{12}(2I_{IN})^2$.

O valor da corrente eficaz no condensador, em função do *duty-cycle*, corresponde à média dos dois modos de funcionamento:

$$I_{CRMS}^2 = DI_{OUT}^2 + (1 - D) \cdot ((I_{IN} - I_{OUT})^2 + \frac{1}{12}(2I_{IN})^2) \quad (4.12)$$

Substituindo na equação 4.12 I_{OUT} por $I_{IN}(1 - D)$ é obtida a seguinte equação:

$$I_{CRMS}^2 = DI_{IN}^2(1 - D)^2 + (1 - D) \cdot ((I_{IN} - I_{IN}(1 - D))^2 + \frac{1}{12}(2I_{IN})^2) \quad (4.13)$$

E, finalmente, simplificando a equação 4.13 obtém o valor da corrente eficaz do condensador para um determinado *duty cycle* D .

$$I_{CRMS}^2 = (I_{IN})^2 \left(\frac{-3D^2 + 2D + 1}{3} \right) \quad (4.14)$$

4.1.3 Dimensionamento dos interruptores de potência

No caso dos interruptores, a tensão e correntes de pico, bem como o valor eficaz da corrente são fatores a ter em conta no dimensionamento dos mesmos.

Em primeiro lugar vai ser analisado o que acontece à tensão a que este interruptor pode estar sujeito. Como já foi visto anteriormente, a tensão máxima que pode aparecer no circuito é a tensão de saída. Assim, aplicando o fator de segurança que também já foi aplicado no caso do condensador, podemos dizer que o interruptor de potência tem de ser dimensionado para:

$$V_{MOSMAX} = 2V_{OUT} \quad (4.15)$$

De seguida, de forma a analisar as correntes em cada um dos interruptores do conversor de n fases, é importante perceber a forma como estas se relacionam com as correntes das bobines já discutidas anteriormente. Cada interruptor vai estar sujeito à corrente que atravessa a bobine durante o tempo em que o mesmo se encontra em condução. Este período de condução depende do *duty cycle* D . Logo, o valor da corrente eficaz pode ser descrito como se segue:

$$i_{SW,rms} = i_{Ln,rms} \cdot \sqrt{D} \quad (4.16)$$

Quanto à corrente média, pode ser escrita como:

$$i_{SW,avg} = i_{Ln,avg} \cdot D \quad (4.17)$$

Finalmente, falta analisar qual será a corrente máxima que cada interruptor de potência pode suportar. Como é facilmente deduzido através do estudo realizado anteriormente no caso da bobine, o pior caso é quando o conversor se encontra no modo de operação. Neste modo, cada interruptor terá de suportar até:

$$i_{MOS,max} = 2 \cdot \frac{I_{IN}}{n} \quad (4.18)$$

4.2 Modelação da solução escolhida

Realizado o estudo de todos os componentes do sistema, torna-se essencial modelizar o mesmo tendo em conta os modelos apresentados e estudados anteriormente. Estes modelos vão ser essenciais para o desenho de controladores eficazes cujo projeto vai ser discutido mais à frente nesta dissertação. Assim, e como auxílio quer para o leitor quer para quem projeta o modelo, irá ser modelizado primeiro o conversor quando $n = 2$ e, posteriormente, o conversor com $n = 4$. De salientar que ambos os processos de modelização terão como base o estudo já feito anteriormente para o conversor elevador básico (caso quando $n = 1$).

Nesta secção da dissertação é também introduzida uma ferramenta nova de ajuda ao calculo de algumas expressões mais complexas. A ferramenta introduzida é o *MAPLE*.

Esta ferramenta é um programa de cálculo avançado e permite ao utilizador com grande facilidade e rapidez manipular e obter as soluções desejadas de determinadas expressões.. Tem ainda uma ferramenta auxiliar de controlo que permite calcular importantes características de um sistema, como é o caso de diagramas de Bode. Permite ainda calcular de forma imediata o ponto de equilíbrio de um dado sistema que será de extrema importância para este ponto da dissertação.

4.2.1 Modelação do conversor elevador de duas fases

Este conversor de duas fases, isto é, com $n = 2$, pode ser visto na figura 4.4, e, basicamente, pode ser analisado como dois conversores elevadores básicos em paralelo com condensador de saída igual.

4.2.1.1 Modelação para pequenos sinais

Nesta sub-secção será analisado o modelo para pequenos sinais baseado em espaço de estados e posterior linearização.

O primeiro passo consiste em descobrir as equações diferenciais que caracterizam o sistema. Para isso, é repetido o estudo já efetuado anteriormente para o caso do conversor elevador, adicionando, contudo, os elementos associados à nova fase introduzida.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.19)$$

$$y = Cx \quad (4.20)$$

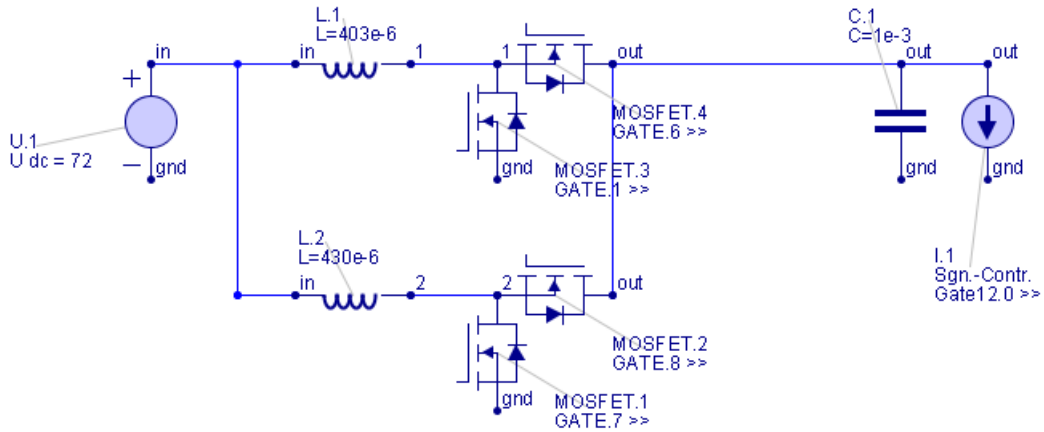


Figura 4.4: Conversor elevador de duas fases

Onde $u = V_{IN}$ e:

$$x = \begin{bmatrix} i_{L,1} \\ i_{L,2} \\ V_C \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

De seguida torna-se essencial conhecer a matriz A e B que são de todo semelhantes às matriz que caracterizam o conversor elevador com as respetivas alterações.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 & -\frac{1-d}{L} \\ 0 & -\frac{r_L}{L} & -\frac{1-d}{L} \\ \frac{1-d}{C} & \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Neste caso, a componente resistiva da bobina assume um papel importante, não podendo ser desprezada. A ausência desta componente resultaria na obtenção de uma matriz singular, impossibilitando a obtenção do ponto de equilíbrio do sistema. Assim, esta resistência será considerada apenas para calculo do ponto de equilíbrio e desprezada mais à frente.

O segundo passo neste processo passa então por descobrir o ponto de equilíbrio do sistema em causa. Para isso, e como já estudado anteriormente temos de igualar \dot{x} a 0.

$$\frac{-r_L}{L}i_{L1,0} - \frac{1-d}{L}V_{C,0} + \frac{V_{IN}}{L} = 0 \quad (4.25)$$

$$\frac{-r_L}{L}i_{L2,0} - \frac{1-d}{L}V_{C,0} + \frac{V_{IN}}{L} = 0 \quad (4.26)$$

$$\frac{1-d}{C}i_{L1,0} + \frac{1-d}{C}i_{L2,0} - \frac{1}{RC}V_{C,0} = 0 \quad (4.27)$$

Onde $i_{L1,0}$, $i_{L2,0}$ e $V_{C,0}$ são os valores destas grandezas quando o sistema se encontra a operar no ponto de equilíbrio.

Resolvendo agora as equações 4.25 e 4.26 em função de $V_{C,0}$.

$$i_{L1,0} = \frac{V_{C,0}d - V_{C,0} + V_{IN}}{r_L} \quad (4.28)$$

$$i_{L2,0} = \frac{V_{C,0}d - V_{C,0} + V_{IN}}{r_L} \quad (4.29)$$

De seguida é necessário substituir os valores das equações 4.28 e 4.29 na equação 4.27.

$$V_{C,0} = -\frac{2(d-1)V_{IN}R_L}{2R_Ld_0 - 4R_Ld_0 + 2R_L + r_L} \quad (4.30)$$

E, finalmente, substituir este valor nas equações 4.28 e 4.29.

$$i_{L1,0} = -\frac{V_{IN}}{2R_Ld_0^2 - 4R_Ld_0 + 2R_L + r_L} \quad (4.31)$$

O ponto de equilíbrio deste sistema pode então ser definido da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} i_{L1,0} \\ i_{L2,0} \\ V_{C,0} \end{bmatrix} = \frac{V_{IN}}{r_L + 2(1-d_0)^2R_L} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 2(1-d_0)R_L \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

Através da ferramenta *MAPLE* foi possível testar este resultado atribuindo uma lista de valores aos parâmetros do conversor e utilizar a função de controlo *EquilibriumPoint* do programa referido.

V_{IN}	72 V
d_0	0.7
L	403uH
C	1 mF
r_L	0.1 Ω
R_L	32 Ω

Tabela 4.2: Tabela com os parametros assumidos para o conversor de potência de duas fases

Utilizando então os valores da tabela 4.32 foram obtidos os seguintes resultados de forma manual, isto é, utilizando as expressões deduzidas anteriormente.

$$\begin{bmatrix} i_{L1,0} \\ i_{L2,0} \\ V_{C,0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 12.28A \\ 12.28A \\ 235.90V \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

EquilibriumPoint(sym3, [u(t)])

[Vc(t) = 235.904436860071, iL1(t) = 12.2866894197860, iL2(t) = 12.2866894197860]

Figura 4.5: Valores obtidos para o ponto de equilibrio utilizando o *MAPLE*

Comparando então os valores obtidos em 4.48 com obtidos em 4.5 foi possível validar as expressões analíticas obtidas.

O terceiro passo consiste então em linearizar a função em torno do ponto de equilíbrio de forma a obter modelo para pequenos sinais.

De momento, temos uma função em ordem às variáveis de controlo i_{L1} , i_{L2} , V_C , e V_{IN} .

Usando o primeiro termo da expansão de Taylor em torno do ponto de equilíbrio é então obtida uma linearização da função.

$$\hat{x} = \frac{\partial f}{\partial x_{x_0, d_0}} \hat{x} + \frac{\partial f}{\partial d_{x_0, d_0}} \hat{d} \quad (4.34)$$

Onde $\frac{\partial f}{\partial x_{x_0, d_0}} = A_0$ e $\frac{\partial f}{\partial d_{x_0, d_0}} = B_0$.

$$A_0 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 & -\frac{1-d_0}{L} \\ 0 & -\frac{r_L}{L} & -\frac{1-d_0}{L} \\ \frac{1-d_0}{C} & \frac{1-d_0}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

$$B_0 = \begin{bmatrix} \frac{V_{IN}}{L(1-d_0)} \\ \frac{V_{IN}}{L(1-d_0)} \\ -\frac{V_{IN}}{C(1-d_0^2)R_L} \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

O resultado das derivadas parciais é mostrado nas equações 4.35 e 4.36.

Finalmente, o quarto passo consiste então em descobrir a função de transferência das grandezas a controlar em função da variável de controlo d . Para isso vamos utilizar a transformada de Laplace:

$$\frac{\hat{x}(s)}{\hat{d}(s)} = [sI - A_0]^{-1} \cdot B_0 \quad (4.37)$$

O que resulta nas seguintes funções de transferência (neste ponto r_L foi desprezado de forma a simplificar a expressão final obtida):

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{(V_{IN}CR_L)s + 2V_{IN}}{[(CLR_L)(d_0 - 1)]s^2 + [L(1 - d_0)]s + [2R_Ld_0^3 - 6R_Ld_0^2 + 6R_Ld_0 - 2R_L]} \quad (4.38)$$

$$\frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-V_{IN}Ls - V_{IN}(-2R_Ld_0^2 + 4R_Ld_0 - 2R_L)}{[CLR_Ld_0^2 - 2CLR_Ld_0 + CLR]s^2 + [Ld_0^2 - 2Ld_0 + L]s + [2R_Ld_0^4 - 8R_Ld_0^3 + 12R_Ld_0^2 - 8R_Ld_0 + 2R_L]} \quad (4.39)$$

4.2.1.2 Modelação para grandes sinais

Nesta secção apenas será revisto o modelo híbrido para grandes sinais como já apresentado no caso do conversor elevador. A utilização de apenas este modelo deve-se ao fato do mesmo ser mais preciso do que o modelo baseado na média sendo portanto mais interessante o seu estudo.

Devido à existência de duas fases teremos duas variáveis de controlo: u_1 e u_2 onde a primeira corresponde aos interruptores da primeira fase e a segunda aos interruptores da segunda fase. Estes dois sinais de controlo encontram-se desfasados de 180° ($\frac{360}{n}$) de forma a garantir o correto funcionamento do conversor.

De forma a simplificar os passos efetuados, será apenas apresentado as equações diferenciais finais em função de u_1 e u_2 .

$$V_{L,1} = L_1 \frac{di_{L,1}}{dt} = -r_L i_{L1} - (1 - u_1)V_C + V_{IN} \quad (4.40)$$

$$V_{L,2} = L_2 \frac{di_{L,2}}{dt} = -r_L i_{L2} - (1 - u_2)V_C + V_{IN} \quad (4.41)$$

$$i_C = \frac{dV_C}{dt} = (1 - u_1)i_{L1} + (1 - u_2)i_{L2} - \frac{1}{R}V_C \quad (4.42)$$

Podemos ainda modelizar este modelo, como já foi feito anteriormente, recorrendo ao *MATLAB*.

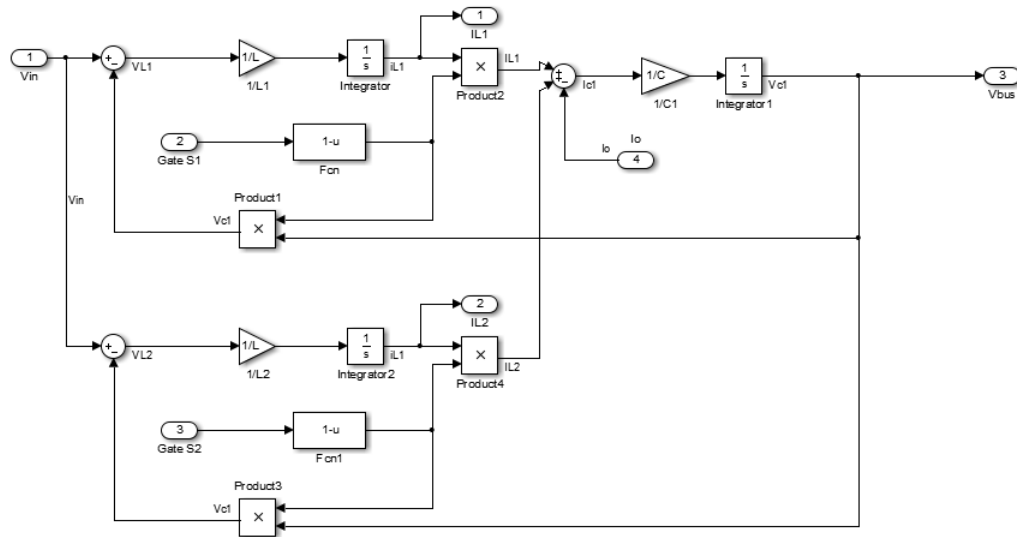


Figura 4.6: Modelo híbrido em *MATLAB/Simulink* do conversor elevador de duas fases

Este modelo em *MATLAB/Simulink* pode ser visto na figura 4.6.

4.2.2 Modelação do conversor elevador de quatro fases

Neste ponto os cálculos não serão apresentados na sua extensão de forma a não entrar em repetições desnecessárias para o âmbito desta dissertação. Assim, irão ser apenas apresentados os resultados de todos os passos para a obtenção do modelo não entrando em grandes detalhes sobre os cálculos que levaram à obtenção do mesmo.

4.2.2.1 Modelação para pequenos sinais

De forma análoga ao que já foi feito no conversor elevador de duas fases, neste ponto irão ser mostrados os resultados obtidos para a modelação para pequenos sinais deste conversor para cada passo da mesma.

O primeiro passo consiste então em descobrir as equações diferenciais que definem o sistema.

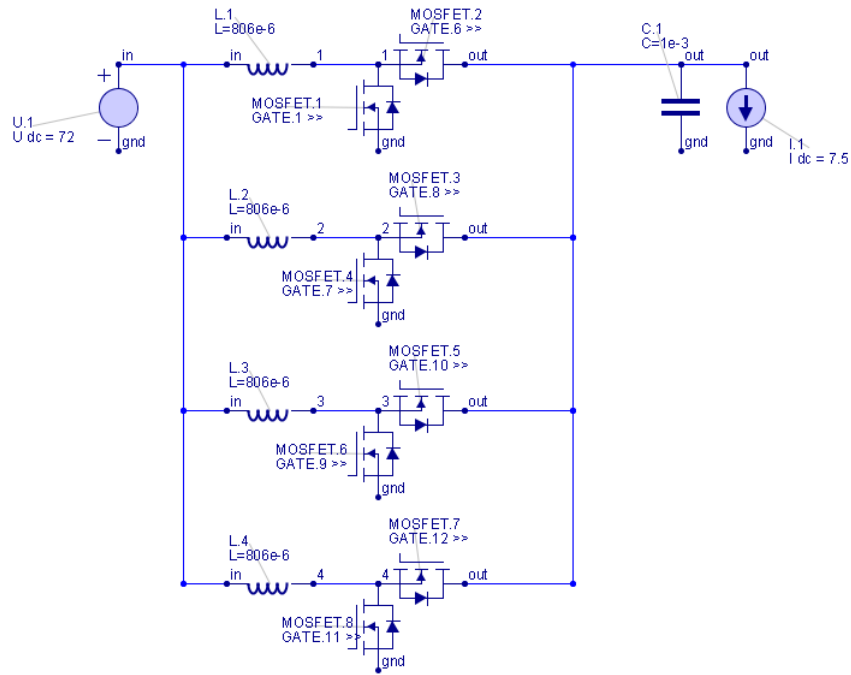


Figura 4.7: Conversor elevador de quatro fases em *GeckoCIRCUITS*

As equações que caracterizam este sistema podem então ser traduzidas através das seguintes matrizes em espaço de estados, onde, neste caso:

$$x = \begin{bmatrix} i_{L,1} \\ i_{L,2} \\ i_{L,3} \\ i_{L,4} \\ V_C \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

Temos então que:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1-d}{L} \\ 0 & -\frac{r_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{1-d}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{r_L}{L} & 0 & -\frac{1-d}{L} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{r_L}{L} & -\frac{1-d}{L} \\ \frac{1-d}{C} & \frac{1-d}{C} & \frac{1-d}{C} & \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \frac{1}{L} \\ \frac{1}{L} \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

O segundo passo consiste em encontrar o ponto de equilíbrio do sistema, isto é, $\dot{x} = 0$.

Para este caso, o ponto de equilíbrio é definido como:

$$\begin{bmatrix} i_{L1,0} \\ i_{L2,0} \\ i_{L3,0} \\ i_{L4,0} \\ V_{C,0} \end{bmatrix} = \frac{V_{IN}}{r_L + 2(1-d_0)^2 R_L} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} \\ 2(1-d_0)R_L \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

De seguida torna-se importante verificar então qual é o ponto de equilíbrio obtido utilizando estas expressões.

V_{IN}	72 V
d_0	0.7
\mathbf{L}	804uH
\mathbf{C}	1 mF
r_L	0.1 Ω
R_L	32 Ω

Tabela 4.3: Tabela com os parametros assumidos para o conversor de potência de quatro fases

Substituindo os valores da tabela 4.3 nas equações obtidas em 4.47, obtém-se então o valor numérico para a corrente e tensão.

$$\begin{bmatrix} i_{L1,0} \\ i_{L2,0} \\ i_{L3,0} \\ i_{L4,0} \\ V_{C,0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 6.14A \\ 6.14A \\ 6.14A \\ 6.14A \\ 235.90V \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

O terceiro e penúltimo passo consiste em linearizar a função em torno do ponto de equilíbrio como feito anteriormente, obtendo-se então para este conversor as seguintes matrizes linearizadas:

$$A_0 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1-d_0}{L} \\ 0 & -\frac{r_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{1-d_0}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{r_L}{L} & 0 & -\frac{1-d_0}{L} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{r_L}{L} & -\frac{1-d_0}{L} \\ \frac{1-d_0}{C} & \frac{1-d_0}{C} & \frac{1-d_0}{C} & \frac{1-d_0}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

$$B_0 = \begin{bmatrix} \frac{2V_{IN}(1-d_0)R_L}{L(2R_Ld_0^2-4R_Ld_0+2R_L+r)} \\ \frac{2V_{IN}(1-d_0)R_L}{L(2R_Ld_0^2-4R_Ld_0+2R_L+r)} \\ \frac{2V_{IN}(1-d_0)R_L}{L(2R_Ld_0^2-4R_Ld_0+2R_L+r)} \\ \frac{2V_{IN}(1-d_0)R_L}{L(2R_Ld_0^2-4R_Ld_0+2R_L+r)} \\ -\frac{2V_{IN}}{C(2(1-d_0^2)R_L+r)} \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

Finalmente, e aplicando a transformada de Laplace é ainda possível obter a função de transferência que define o modelo para pequenos sinais deste conversor. Contudo devido à extensão da mesma apenas a função de transferência quando aplicados os valores da tabela 4.3 vai ser apresentada.

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{44.24s + 2764.8}{0.000018s^2 + 0.00058 + 66.36} \quad (4.51)$$

$$\frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{0.46s - 53084.16}{0.000018s^2 + 0.00058 + 66.36} \quad (4.52)$$

4.2.2.2 Modelação para grandes sinais

Como no conversor elevador de duas fases, para o conversor de quatro fases também apenas irá ser estudado o modelo híbrido para grandes sinais.

Neste caso, e, como seria de esperar, vamos então ter quatro variáveis de controlo u_1 , u_2 , u_3 e u_4 onde cada uma corresponde a cada uma das fases do conversor. Como acontece com o conversor de duas fases estes sinais de controlo encontram-se desfasados cada um de 90° ($\frac{360}{n}$), isto para garantir o sincronismo e respetivo balanceamento correto das correntes.

As equações que traduzem o funcionamento do conversor são então:

$$V_{L,1} = L_1 \frac{di_{L,1}}{dt} = -r_L i_{L1} - (1 - u_1)V_C + V_{IN} \quad (4.53)$$

$$V_{L,2} = L_2 \frac{di_{L,2}}{dt} = -r_L i_{L2} - (1 - u_2)V_C + V_{IN} \quad (4.54)$$

$$V_{L,3} = L_3 \frac{di_{L,3}}{dt} = -r_L i_{L3} - (1 - u_3)V_C + V_{IN} \quad (4.55)$$

$$V_{L,4} = L_4 \frac{di_{L,4}}{dt} = -r_L i_{L4} - (1 - u_4)V_C + V_{IN} \quad (4.56)$$

$$i_C = \frac{dV_C}{dt} = (1 - u_1)i_{L1} + (1 - u_2)i_{L2} - \frac{1}{R}V_C \quad (4.57)$$

O modelo em *MATLAB/Simulink* pode então ser visto na figura 4.8.

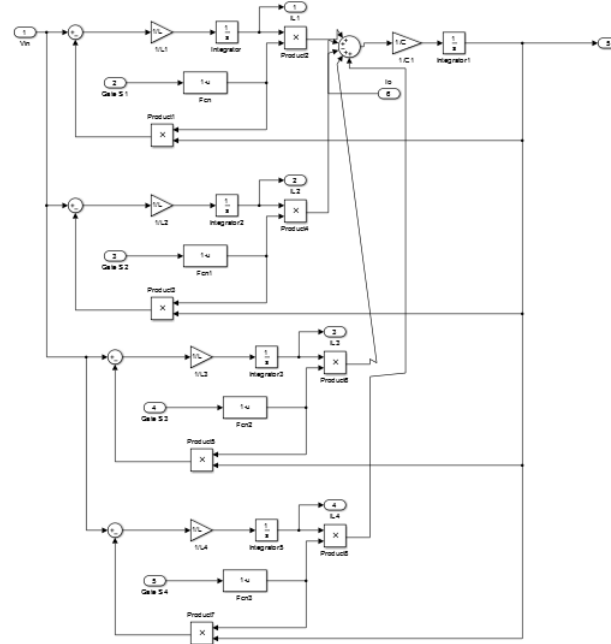


Figura 4.8: Modelo híbrido em *MATLAB/Simulink* do conversor elevador de quatro fases

4.3 Projecto do sistema de controlo

Estudados os vários modelos existentes para cada conversor de potência analisado torna-se então essencial fazer um controlo adequado do mesmo de forma a que o sistema seja capaz de respeitar os limites e perturbações a que está sujeito e de seguir uma referência imposta pelo controlador.

É importante perceber que, para cada conversor, existem duas malhas de controlo associadas. A malha de interior permite controlar a corrente em cada uma das n fases do conversor. A malha exterior permite controlar a tensão de saída do conversor. É ainda essencial perceber que, de forma a que o controlo seja corretamente projetado, a malha de corrente responde mais rapidamente do que a malha de tensão, sendo então importante dimensionar de forma isolada esta última e, de seguida, incorporar o controlador de tensão.

Irá também ser estudado um controlador em *sliding mode* de forma a tornar o controlador mais robusto e capaz de responder a toda a gama de perturbações a que o sistema está sujeito.

Em teoria de controlo, o controlo em *sliding mode* é um tipo de controlo não linear que altera a dinâmica de um sistema não linear pela aplicação de um sinal descontínuo de controlo que força o sistema a "deslizar" por uma superfície imposta pelo controlador.

De forma a não alongar e repetir muito o conteúdo desta dissertação, apenas serão estudados com detalhe os métodos de projeto para o conversor elevador. Isto deve-se ao fato de os conversores de duas e quatro fases serem em muito semelhantes ao de apenas uma, pois os mesmos podem ser vistos como conversores elevadores em paralelo, não tendo grande influência no resultado final como irá ser visto mais à frente.

4.3.1 Dimensionamento do controlador para o conversor elevador

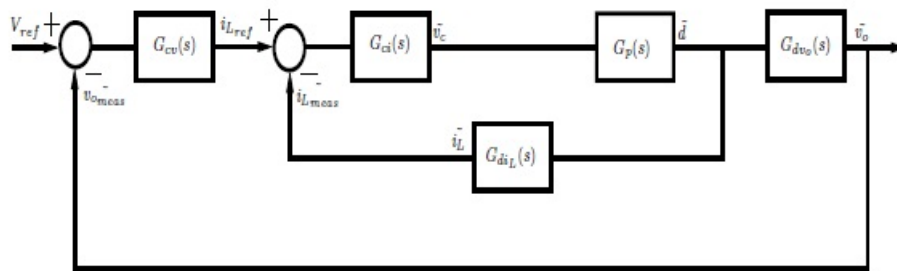


Figura 4.9: Diagrama de blocos do controlo em corrente e tensão associado ao conversor elevador

Como se pode constatar através da figura 4.9 A malha interior corresponde ao controlo de corrente do conversor. Enquanto, a malha exterior corresponde ao controlo da tensão de saída do conversor. Devido à dinâmica da corrente, o controlador deverá ter uma resposta mais rápida quando comparado com a malha de tensão. Inicialmente será projetada e testada a malha de corrente e posteriormente acrescentada a malha de tensão. Neste modelo, $G_p(s)$ que representa o bloco da função de transferência do pulso de modulação é considerado 1, podendo facilmente ser modificado se os seus efeitos forem tidos em conta. Por essa mesma razão irá em primeiro lugar ser projetado um controlador de corrente capaz de manter a mesma a seguir um valor de referência e, de seguida, introduzir a malha de tensão e desenhar um controlador de corrente e de tensão capaz de manter a tensão constante num valor de referência desejado gerando uma referência de corrente.

4.3.1.1 Dimensionamento do controlador de corrente baseado no modelo para pequenos sinais

Em primeiro lugar será então projetado e analisado o controlador baseado no modelo para pequenos sinais para a malha de controlo da corrente. De forma a analisar a dinâmica deste conversor para pequenos sinais foi necessário construir a função de transferência do mesmo. Escolhido um ponto de equilíbrio, a função do conversor foi linearizada em torno desse ponto e, de seguida obtidas as duas funções de transferência:

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{s\left(\frac{V_{IN}}{L(1-d_0)}\right) + \frac{2V_{IN}}{R_L C L (1-d_0)}}{s^2 + s\frac{1}{R_L C} + \frac{1}{LC}(1-d_0)^2} \quad (4.58)$$

$$\frac{\hat{V}_C(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-s(\frac{V_{IN}}{R_L C(1-d_0)^2}) + \frac{V_{IN}}{LC}}{s^2 + s\frac{1}{R_L C} + \frac{1}{LC}(1-d_0)^2} \quad (4.59)$$

Pegando então na função de transferência da corrente em função da variável de controle d , podemos analisar a sua resposta em frequência e, tendo em conta esses dados construir um controlador PI capaz de controlar a corrente da bobine do conversor de potência.

Tendo em conta a figura 4.9 a malha de corrente pode ser então escrita como:

$$T_i(s) = G_{ci}(s)G_p(s)G_{di_L}(s) \quad (4.60)$$

Neste ponto, e de forma a simplificar o processo de projeto do controlador, foi utilizado o *MATLAB* e as suas ferramentas de desenho e projeto de controladores. Foi então implementado um *script* capaz de analisar a resposta de frequência da corrente de bobine do conversor e, com a ajuda da ferramenta *pidtool()*, dimensionar os parâmetros do controlador PI .

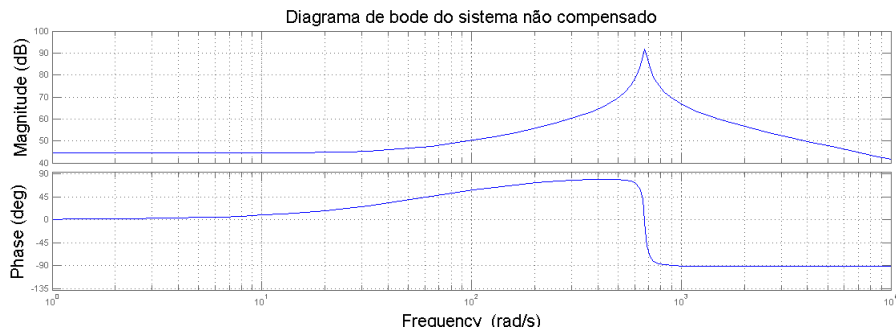


Figura 4.10: Diagrama de bode do sistema não compensado

A figura 4.10 mostra a resposta do sistema não compensado. Como podemos ver a resposta não compensada sofre de um ganho baixo a baixas frequências sendo então necessário a introdução de um controlador de forma a tentar melhorar a sua resposta.

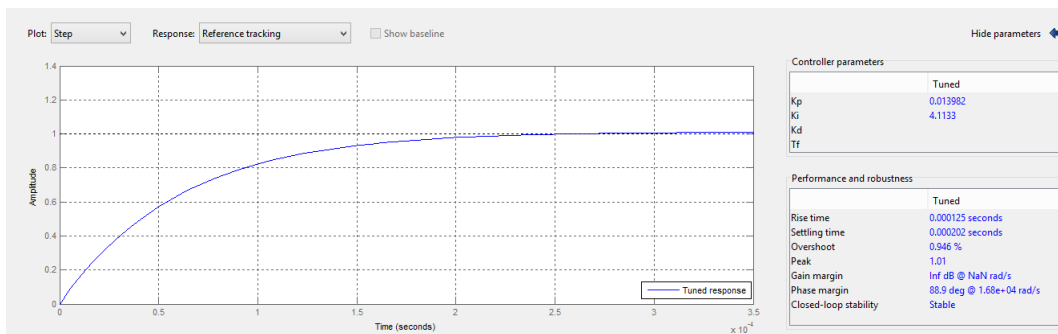


Figura 4.11: Resultado para os parâmetros do controlador utilizando o *MATLAB*

Através da ferramenta *pidtool()* obtém-se o resultado da figura 4.11, sendo então possível dizer que os parâmetros para o controlador PI são $K_p = 0.01392$ e $K_i = 4.1133$.

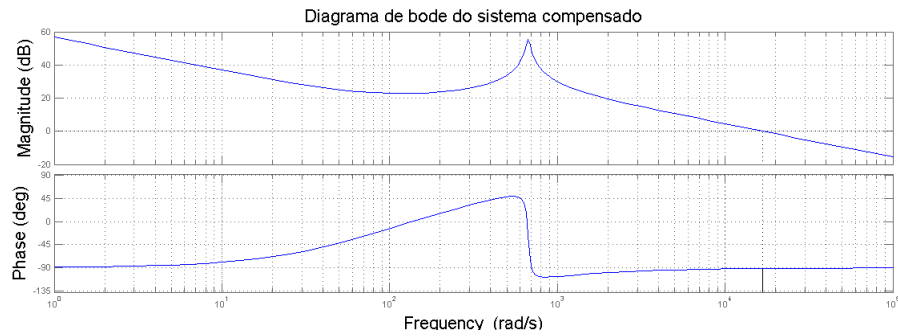


Figura 4.12: Diagrama de bode do sistema compensado

O diagrama de Bode do sistema compensado encontra-se na figura 4.12. Como podemos ver, com a introdução do controlador dimensionado o principal problema que aparecia no sistema não compensado desaparece, apresentando agora o sistema compensado um ganho considerável a baixas frequências.

4.3.1.2 Dimensionamento do controlador de corrente e tensão baseado no modelo para pequenos sinais

De seguida irá ser utilizada a função de transferência da tensão de saída em função da variável de controlo d e, introduzindo esta planta na malha de controlo anterior, dimensionar um controlador em corrente e tensão capaz de controlar ambas as grandezas de forma eficaz.

Assim, obtemos a seguinte malha de corrente e tensão, tendo em conta a figura 4.9.

$$T_v(s) = \frac{G_{cv}(s)G_{ci}(s)G_p(s)G_{dvo}(s)}{1 + T_i(s)} \quad (4.61)$$

Utilizando o mesmo *script* do MATLAB que foi utilizado anteriormente, podemos então calcular os parâmetros para o novo controlador de tensão a introduzir na malha de controlo. Todo este processo foi feito através de um processo de tentativa-erro tendo sido ajustados várias vezes os parâmetros do controlador de forma a obter a resposta mais satisfatória.

Utilizando novamente a ferramenta *pidtool()* são obtidos os parâmetros da figura 4.13.

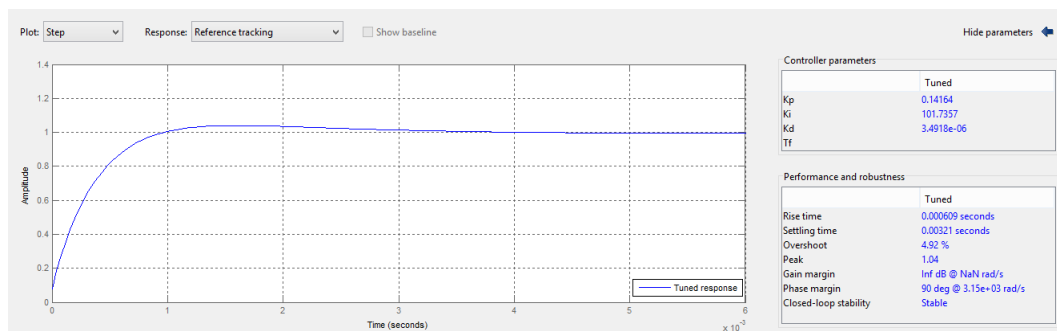


Figura 4.13: Resultado para os parâmetros do controlador utilizando o MATLAB

4.3.1.3 Dimensionamento do controlador baseado no modelo para grandes sinais

Nesta secção irá então ser desenhado o controlador em *sliding mode* baseado no modelo para grandes sinais de conversores DC/DC de potência. Assim, a sua estabilidade não está restrita a variações em torno do ponto de equilíbrio como acontece com a modelação para pequenos sinais. Como já foi visto anteriormente, o modelo para grandes sinais do conversor elevador é definido por:

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} = V_{IN} - V_{OUT} \cdot (1 - u) \quad (4.62)$$

$$i_C = C \frac{dV_{OUT}}{dt} = i_L \cdot (1 - u) - \frac{V_{OUT}}{R_L} \quad (4.63)$$

Em primeiro lugar é interessante ter uma noção do que é o controlo em *sliding mode*.

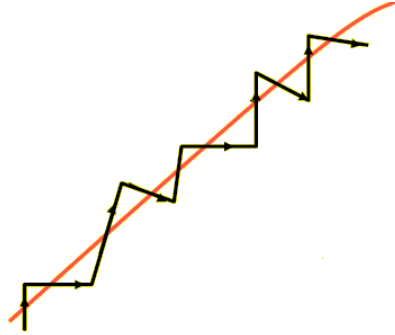


Figura 4.14: Exemplo de um caso onde existe *sliding mode* [28]

Como se pode ver através da figura 4.14 é possível dizer que existe *sliding mode* quando uma certa variável continua segue um valor de referência tendendo para zero. Na figura esta variável segue então a referência imposta apresentado-se o caso ideal a vermelho (onde $S = 0$ e $\frac{dS}{dt} = 0$).

Isto traduz-se através das seguintes condições de existência:

$$S > 0 \Rightarrow \dot{S} < 0 \quad (4.64)$$

$$S < 0 \Rightarrow \dot{S} > 0 \quad (4.65)$$

Juntado as equações 4.64 e 4.65 obtém-se então:

$$S \cdot \dot{S} < 0 \quad (4.66)$$

Se esta condição for garantida então o sistema é globalmente assintoticamente estável.

Aplicando a condição de existência, obtém-se então a lei de controlo.

$$1) S > 0 \Rightarrow u = u^+ \quad (4.67)$$

$$2) S < 0 \Rightarrow u = u^- \quad (4.68)$$

Idealmente, o controlo em *sliding mode* devia ser quando $S = 0$ e $\frac{dS}{dt} = 0$. A estas duas condições chamam-se condições de invariância.

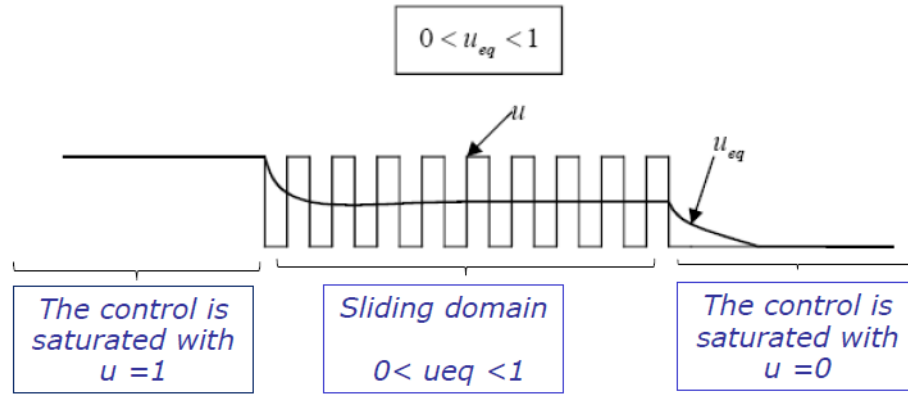


Figura 4.15: Domínio de deslizamento e saturação do controlo [28]

O domínio de deslizamento pode ser definido através da figura 4.15 onde u_{eq} representa a lei de controlo equivalente (que pode ser calculada através das condições de invariância).

Como é facilmente observável a existência de *sliding mode* é familiar quando falamos de conversores de potência. Normalmente temos uma grandeza com um certo *ripple*, neste caso específico a corrente da bobine de cada uma das fases, que segue uma referência imposta pela pessoa que desenhou o sistema. O caso ideal, contudo, nunca pode ser atingido, pois isso representaria fisicamente uma frequência de comutação infinita de forma a eliminar o *ripple* da corrente.

De forma a construir um modelo para grandes sinais que fosse válido para o conversor de quatro fases o que foi feito foi assumir que temos, basicamente, quatro conversores step-up básicos em paralelo. Assim, o que foi feito foi sintonizar um controlador em *sliding mode* para o conversor elevador de uma fase, sendo esse controlador usado como referência para as outras fases outras fases em paralelo, com um certo desfasamento.

A superfície escolhida para o conversor elevador foi então:

$$S = K_p(V_{REF} - V_{OUT}) + K_i \int_{-\infty}^t (V_{REF} - V_{OUT}) d\tau - i_L \quad (4.69)$$

Foi de seguida essencial sintonizar os parâmetros para este controlador. Através de um processo de tentativa-erro e também tendo como base a resposta para pequenos sinais do controlador, os parâmetros escolhidos foram $K_p = 1$ e $K_i = 20$

De seguida, foi introduzido um comparador de histerese de forma a fazer com que a forma de onda seguisse a superfície com um certo *ripple*. Este bloco de histerese é fundamental pois, como já foi visto, não é possível ter uma frequência de comutação infinita que garanta $S = 0$ e $\frac{dS}{dt} = 0$. A isto se chama *chattering*. Vai ser o *ripple* na bobine que impõe a frequência de comutação dos interruptores de potência, enquanto que no controlador para pequenos sinais era a portadora

triangular que imponha esta frequência. Esta janela de histerese é dimensionada tendo em conta a frequência que se pretende obter. No caso do conversor elevador, de forma a obter a frequência desejada temos de impor um *ripple* à corrente na bobine. Manobrando a equação 4.8:

$$f_s = \frac{V_{IN}}{\Delta i_L} \cdot D \cdot \frac{1}{L} \quad (4.70)$$

Capítulo 5

Simulação e análise de resultados

Estudados os modelos de forma a controlar o conversor, bem como a modelação e projeto de controlo do conversor escolhido, torna-se agora essencial validar todos esses resultados recorrendo a ferramentas de simulação fidedignas.

É nesta parte desta dissertação que é apresentada uma nova ferramenta cujas funcionalidades permitem um estudo mais exato da parte de potência presente neste trabalho. Como já foi visto anteriormente todo o *design* do sistema de controlo foi implementado utilizando a ferramenta *Matlab/SIMULINK*, pois a mesma é capaz de simular com exatidão todo o processo inerente ao controlo. Contudo, de forma a aproximar a simulação da realidade e de forma ter um estudo mais preciso do rendimento (através de simulação, pois esta nova ferramenta permite a introdução de modelos de potência mais precisos) é então introduzida nesta parte a ferramenta *GeckoCIRCUITS*.

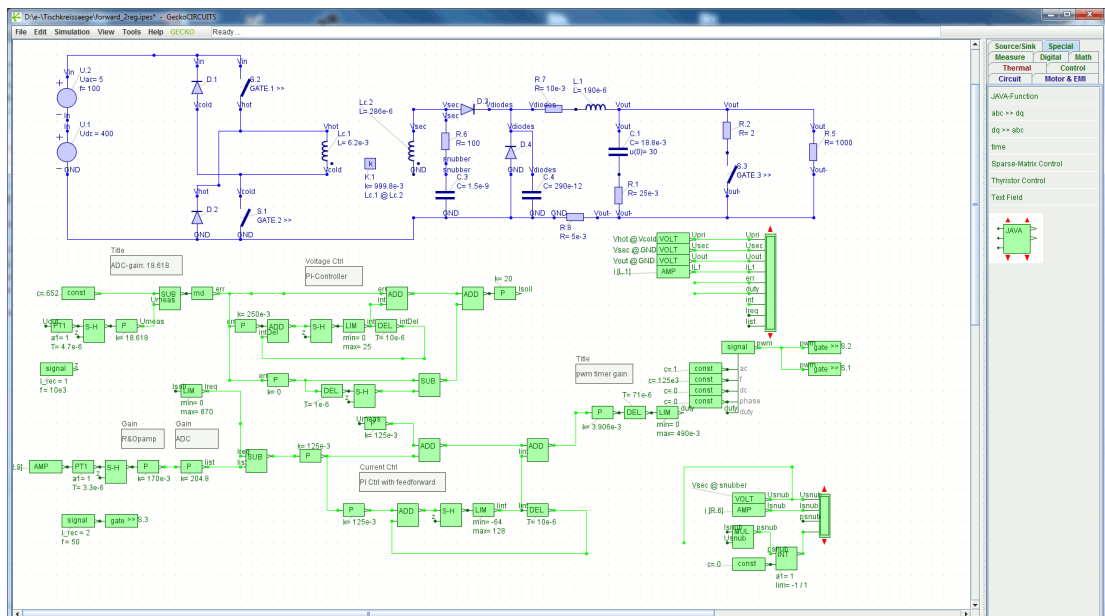


Figura 5.1: Exemplo de ambiente de simulação do *GeckoCIRCUITS*

Esta ferramenta apresenta a possibilidade de modelar com mais precisão os conversores de potência (apresentando modelos mais exatos dos semi-condutores de potência bem como dos

elementos passivos do sistema) permitindo formular um modelo de perdas mais preciso e mais convenientemente analisável. A ferramenta oferece também a possibilidade interagir com outros softwares, tal como *Matlab/SIMULINK* que é mais apropriado para controlo.

V_{IN}	72 V
d_0	0.7
L	200uH
C	1 mF
f_s	5kHz
R_L	32 Ω

Tabela 5.1: Tabela com os parâmetros assumidos para o conversor de potência

Os parâmetros do sistema são então os apresentados na tabela 5.1.

Irão ser realizadas três simulações para cada conversor usando os parâmetros da tabela 5.1. A primeira simulação consiste em testar o sistema em malha aberta e perceber de que forma é que, fechando a malha do sistema é que o mesmo pode ser melhorado.

Em primeiro lugar irá ser simulado o conversor elevador tendo em conta tudo o que foi desenhado e projetado anteriormente.

Depois, e de seguida a perceber que o estudo do controlador implementado é, de facto, válido para duas e quatro fases será também apresentada a simulação e análise de resultados de cada um destes.

A simulação de todos os conversores e não de apenas o conversor escolhido é interessante pois permite a comparação entre os três tornando assim mais perceptível as vantagens e desvantagens do sistema ao adicionar mais fases ao conversor.

De forma a ser possível comparar os resultados da forma mais correta as condições para os testes nos três conversores vão ser as mesmas. Isto é, em cada um deles o tempo de simulação será de 0.5s e, aos 0.25s é introduzida uma perturbação na carga passando a corrente de saída de 7.5A para 12.5A.

5.1 Simulação e análise de resultados do conversor elevador

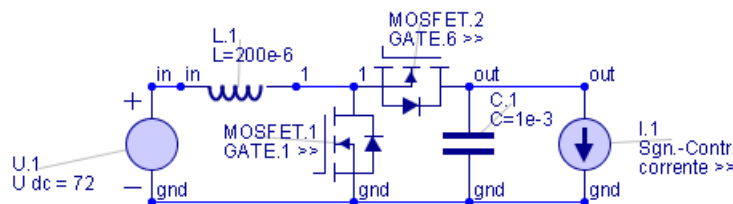


Figura 5.2: Conversor elevador em *GeckoCIRCUITS*

O modelo em *GeckoCIRCUITS* para o caso do conversor elevador implementado pode ser visto na figura 5.2, cujo interface é muito semelhante a outras ferramentas para tratamento de conversores de potência.

De forma a perceber se os resultados obtidos vão de encontro com o que seria esperado irão ser analisado os resultados esperados pegando nas equações calculadas no capítulo 5.4.2.

Desta forma será esperado (assumindo então modo critico de condução) os seguintes resultados para este conversor ($n = 1$):

$$i_{L,avg} = 25A \quad (5.1)$$

$$i_{L,max} = 2I_{IN} = 50A \quad (5.2)$$

$$V_{OUT} = \frac{1}{1-0.7} 72 = 240V \quad (5.3)$$

5.1.1 Análise em malha aberta

Em primeiro lugar e, de forma a efetuar uma comparação com os modelos de controlo em malha fechada, vamos analisar a resposta do sistema sem qualquer tipo de controlo associado introduzindo apenas um sinal de controlo com os parâmetros já indicados.

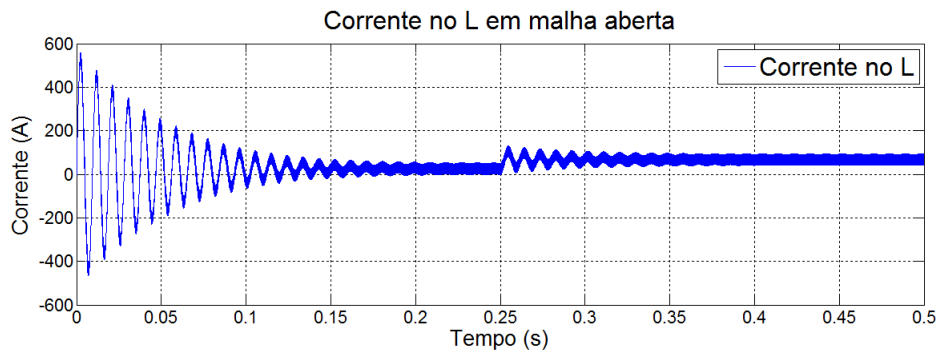


Figura 5.3: Corrente no L em malha aberta para o conversor elevador

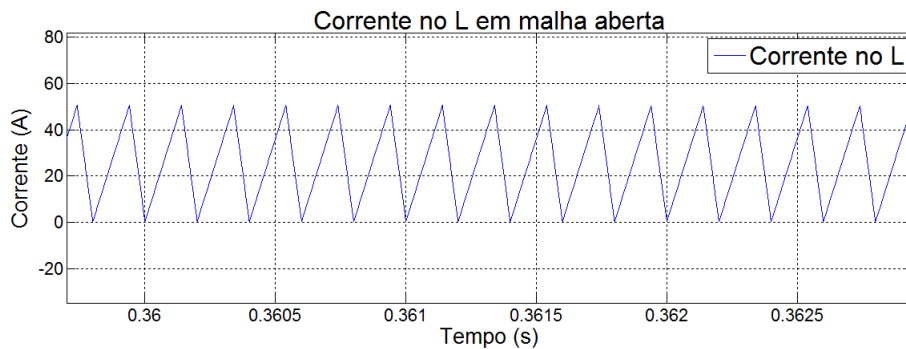


Figura 5.4: Corrente no L em malha aberta para o conversor elevador

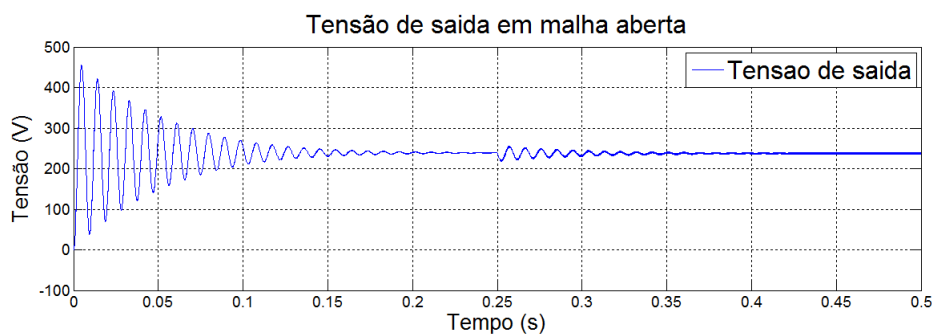


Figura 5.5: Tensão de saída em malha aberta para o conversor elevador

Nas figura encontram-se os resultados obtidos através da simulação incorporando as duas ferramentas (neste caso utilizando o *MATLAB/SIMULINK* apenas para mostrar os resultados obtidos com maior resolução). Como podemos ver os transitórios do sistema (nos 0.25 segundos é introduzida uma perturbação na carga) encontram-se muito degradados pois não existe qualquer tipo de controlo em malha fechada a atuar no mesmo.

O gráfico 5.3 mostra a corrente que atravessa a bobine durante o *start-up* do sistema enquanto que no gráfico 5.4 podemos ver que o mesmo se encontra no modo de condução critica, como seria de esperar através dos cálculos realizados no capítulo anterior. É também possível ver através deste ultimo gráfico que a corrente máxima na bobine é, efetivamente, de 50A, e o seu valor médio de 25A, como seria de esperar.

Finalmente, no gráfico 5.5 vemos a resposta de tensão também durante o *start-up* do sistema cujo resultado em regime permanente também vai de encontro com o que seria esperado.

5.1.2 Análise em malha fechada

De forma a melhorar a resposta do sistema vamos agora analisar as formas de onda das grandezas vistas anteriormente quando introduzidos os controladores dimensionados anteriormente. O primeiro controlador destina-se apenas a trabalhar num ponto de funcionamento específico respondendo a pequenas perturbações em torno do mesmo. O segundo controlador baseia-se num modelo para grandes sinais do conversor de potência trabalhando assim em toda a gama de valores. Irá ser analisado o comportamento de cada um dos controladores e comparar cada um deles com a resposta em malha aberta, bem como as duas respostas dos controladores em malha fechada.

5.1.2.1 Controlador linear para pequenos sinais

Aplicando então o modelo introduzido no capítulo anterior e interligando o mesmo ao modelo do conversor de potência implementado utilizando o *GeckoCIRCUITS* foram obtidos os seguintes resultados.

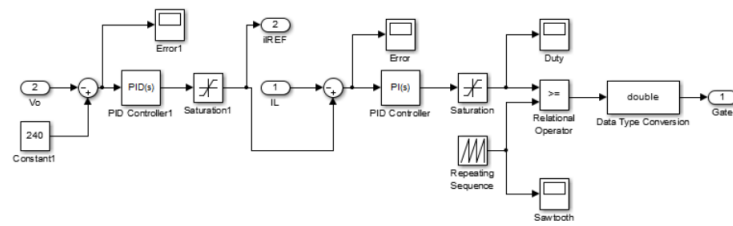


Figura 5.6: Controlador linear implementado em *MATLAB/Simulink*

O controlador implementado em *MATLAB/Simulink* pode ser visto na figura 5.6.

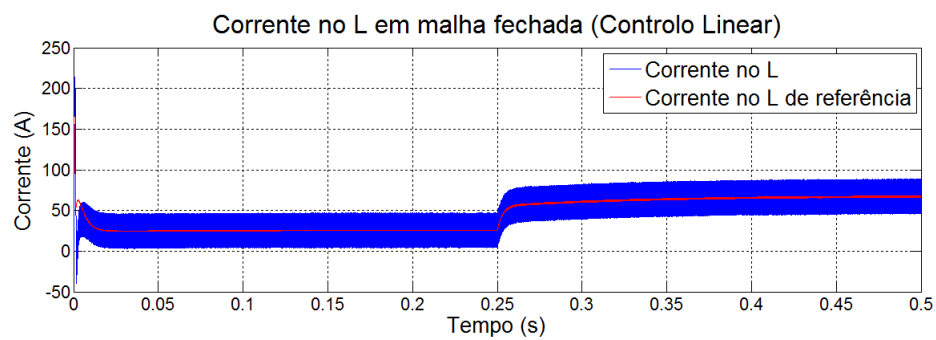


Figura 5.7: Corrente no L em malha fechada para o conversor elevador utilizando o controlo linear

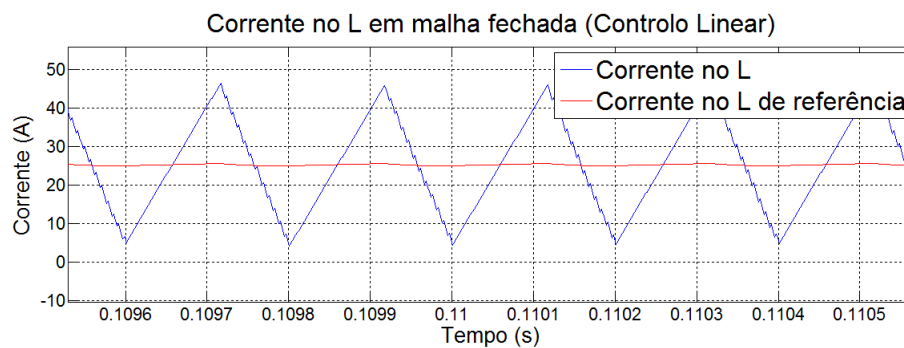


Figura 5.8: Corrente no L em malha fechada para o conversor elevador utilizando o controlo linear

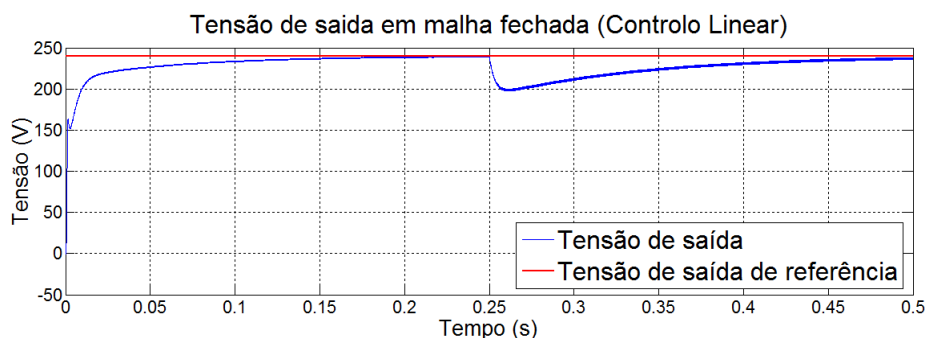


Figura 5.9: Tensão de saída em malha fechada para o conversor elevador utilizando o controlo linear

Como é perceptível com a introdução do controlador linear a resposta do sistema melhora consideravelmente. Quer a corrente na bobine quer a tensão de saída acompanham a referência como seria de esperar. O problema associado a este conversor é, como já foi dito anteriormente, a fraca gama de valores onde este controlador atua (apenas em torno do ponto de equilíbrio).

5.1.2.2 Controlador não linear para grandes sinais

De seguida serão então introduzidos e discutidos os resultados respetivos ao controlador em *sliding mode* projetado anteriormente.

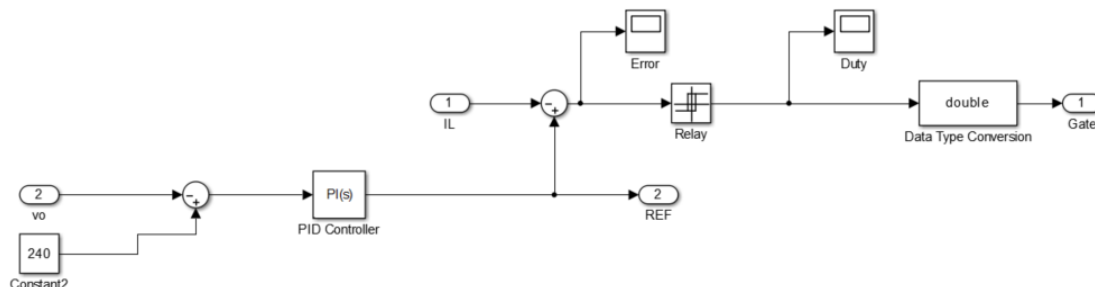


Figura 5.10: Diagrama de blocos do controlador sliding mode para o conversor elevador em *Matlab/SIMULINK*

O diagrama de blocos que traduz a implementação em simulação deste controlador para o conversor elevador de duas fases pode ser visto na figura 5.10.

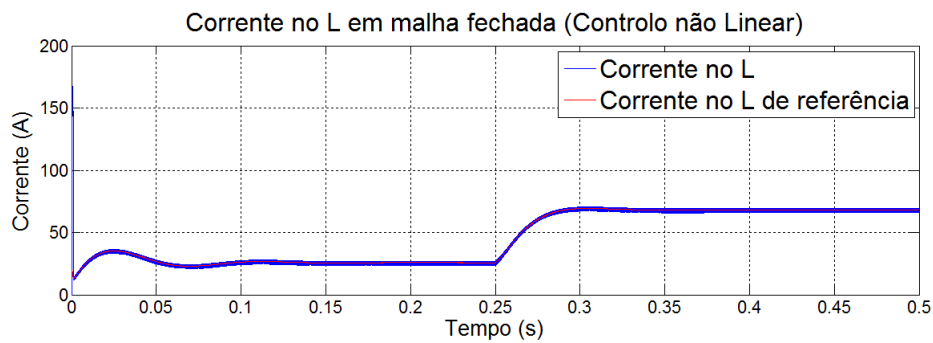


Figura 5.11: Corrente no L em malha fechada para o conversor elevador utilizando o controlo não linear

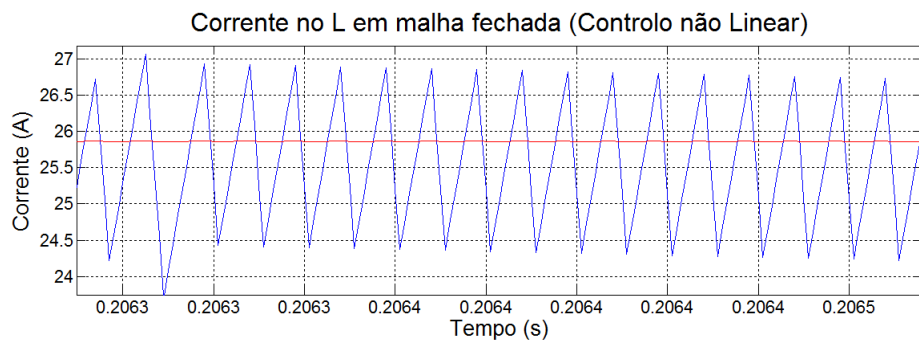


Figura 5.12: Corrente no L em malha fechada para o conversor elevador utilizando o controlo não linear

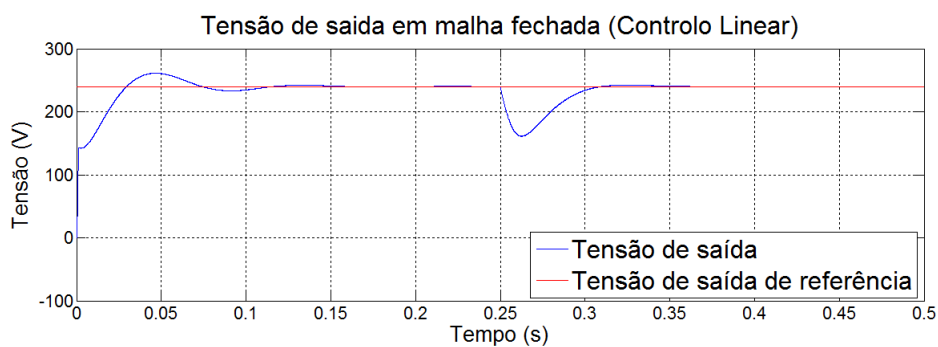


Figura 5.13: Tensão de saída em malha fechada para o conversor elevador utilizando o controlo não linear

Neste caso a frequência de comutação dos interruptores de potência é imposta pela banda de valores admitidos pelo comparador de histerese, estando neste caso o conversor a trabalhar a 20kHz . Como podemos ver o tempo de resposta neste conversor diminui significativamente (aproximadamente $0,5\text{ms}$, enquanto que o controlador linear demora mais de $2,5\text{ms}$ a responder). Esta fato deve pois o controlador linear quando sai da sua área de funcionamento (em torno do ponto de equilíbrio) torna-se cada vez mais lento a responder e estabilizar, o que não acontece com

o controlador linear. Foi ainda possível verificar em outras simulações que quando há perturbações extremamente bruscas o controlador linear não consegue responder às mesmas.

5.2 Simulação e análise de resultados do conversor elevador de duas fases

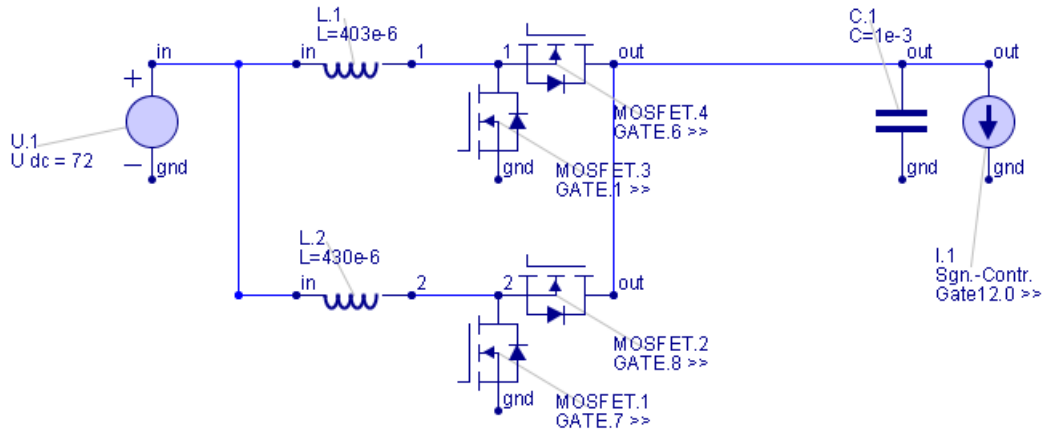


Figura 5.14: Conversor elevador de duas fases em *GeckoCIRCUITS*

À semelhança como foi feito anteriormente é então apresentado o modelo do conversor elevador de duas fases em *GeckoCIRCUITS* na figura 5.14.

De seguida, é também importante verificar os resultados que são esperados obter nesta simulação de forma a validar a mesma.

Desta forma será esperado (assumindo outra vez modo critico de condução) os seguintes resultados para este conversor ($n = 2$):

$$i_{L,avg} = 12.5A \quad (5.4)$$

$$i_{L,max} = 2I_{IN} = 25A \quad (5.5)$$

$$V_{OUT} = \frac{1}{1-0.7} 72 = 240V \quad (5.6)$$

5.2.1 Análise em malha aberta

Vão agora ser analisados os resultados em malha aberta para, de forma análoga ao conversor elevador, perceber que os resultados efetivamente melhoram com a introdução dos controladores dimensionados anteriormente, bem como respeitam os resultados de simulação esperados.

Como se pode ver, com a introdução de mais uma fase o sistema começa a responder mais lentamente devido à adição da nova fase. O sincronismo das correntes é essencial para uma boa

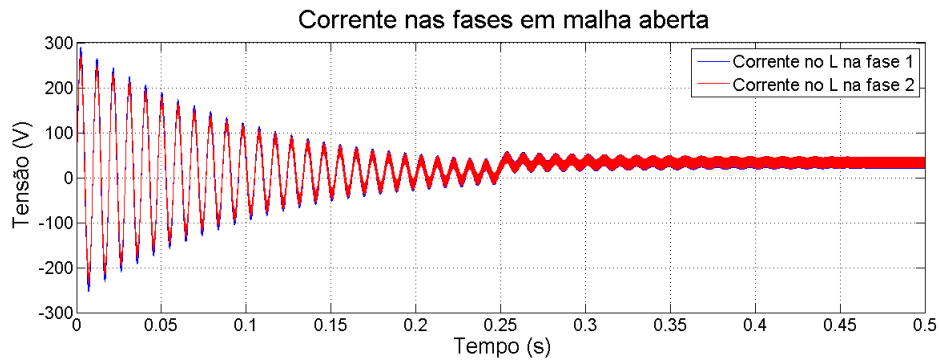


Figura 5.15: Corrente nos Ls em malha aberta para o conversor elevador de duas fases

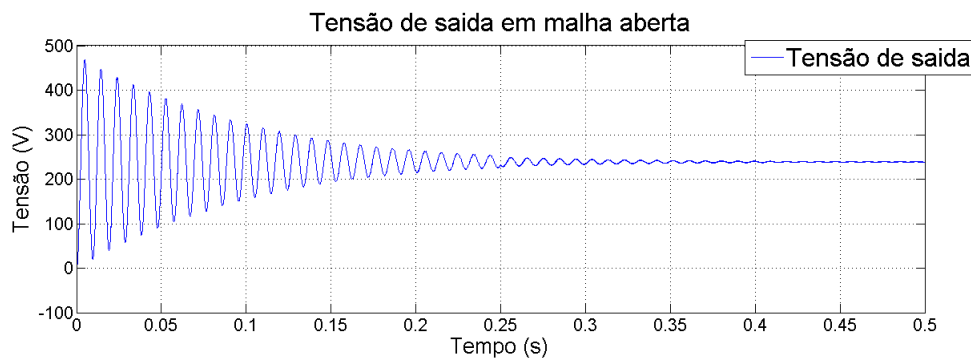


Figura 5.16: Tensão de saída em malha aberta para o conversor elevador de duas fases

resposta do sistema e o não controlo das mesmas provoca um maior atraso na estabilização do sistema. É então fácil de perceber que, cada vez mais, o controlo em malha fechada do sistema é essencial.

É ainda possível de perceber através da figura 5.15 que não é possível verificar os valores em regime permanente do conversor pois o mesmo não tem tempo de estabilizar no tempo de simulação escolhido. Estes valores terão então de ser validados utilizando as simulações feitas em malha fechada.

5.2.2 Análise em malha fechada

Como já vimos anteriormente, torna-se cada vez mais importante ter um controlo em malha fechada eficaz e capaz de assegurar o sincronismo das correntes de forma a melhorar o tempo de resposta do sistema. Vão então agora ser analisados os resultados tendo em conta os controladores projetados e dimensionados anteriormente.

5.2.2.1 Controlador linear para pequenos sinais

Em primeiro lugar irão então ser apresentados os resultados de simulação introduzindo o controlador para pequenos sinais baseado em espaço de estados projetado e dimensionado no capítulo anterior.

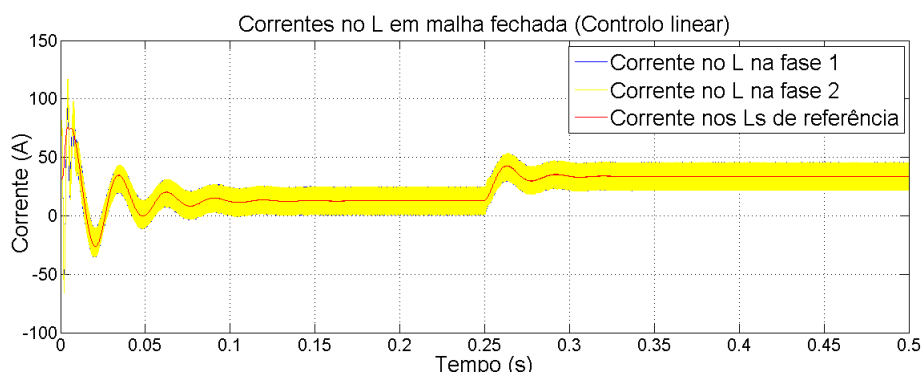


Figura 5.17: Corrente no L em malha fechada para o conversor elevador de duas fases utilizando o controlo linear

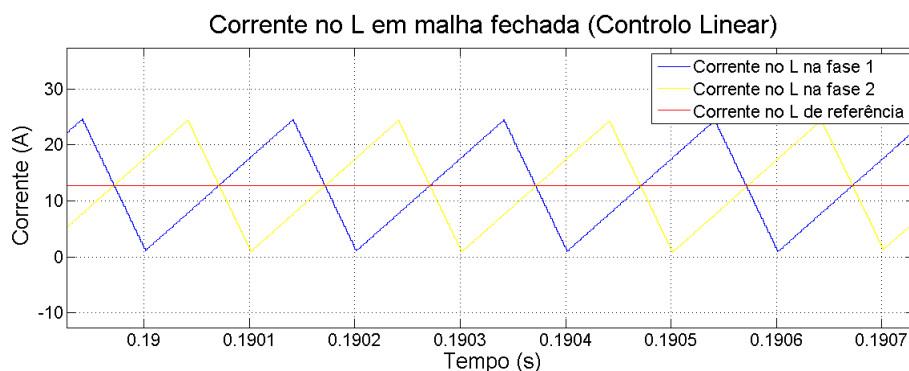


Figura 5.18: Corrente no L em malha fechada para o conversor elevador de duas fases utilizando o controlo linear

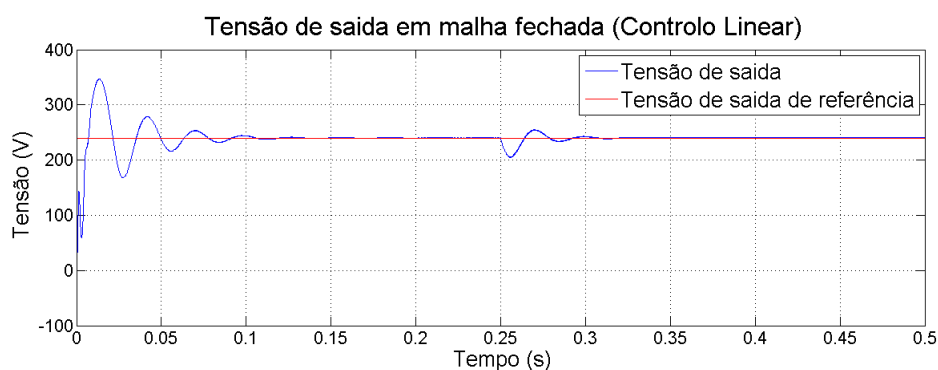


Figura 5.19: Tensão de saída em malha fechada para o conversor elevador de duas fases utilizando o controlo linear

Como podemos ver com a introdução do controlador linear o sincronismo das correntes melhora significativamente melhorando consequentemente o tempo de resposta do sistema. É ainda possível, finalmente, comprovar os resultados em regime permanente esperados através da análise da figura 5.18.

5.2.2.2 Controlador não linear para grandes sinais

Finalmente vão agora ser apresentados e comparados com os resultados anteriores os resultados para o controlador baseado em *slidingmode* implementados utilizando as ferramentas *MAL-TAB/SIMULINK* e *GeckoCIRCUITS*.

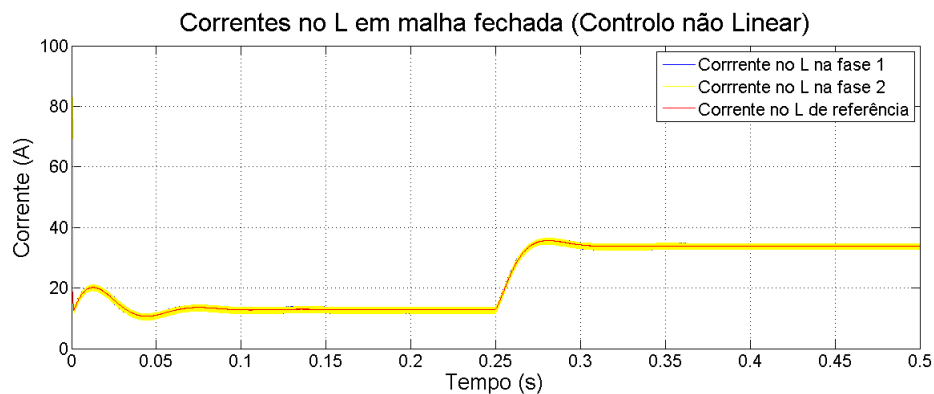


Figura 5.20: Corrente no L em malha fechada para o conversor elevador de duas fases utilizando o controlo não linear

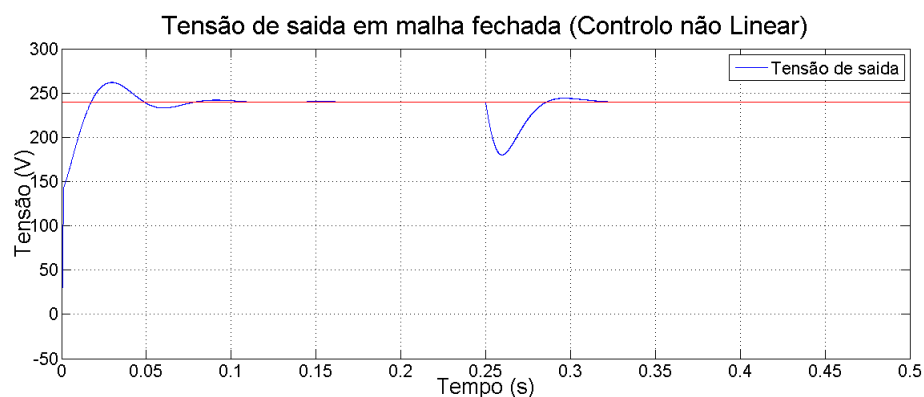


Figura 5.21: Tensão de saída em malha fechada para o conversor elevador de duas fases utilizando o controlo não linear

Como é facilmente perceptível, neste conversor, com a introdução do controlador não linear foi possível melhorar a resposta dos transitórios do sistema, melhorando substancialmente a oscilação do sistema.

5.3 Simulação e análise de resultados do conversor elevador de quatro fases

Finalmente, é então apresentado o modelo de potência implementado para o conversor elevador de quatro fases utilizando mais uma vez a ferramenta *GeckoCIRCUITS* na figura 5.22.

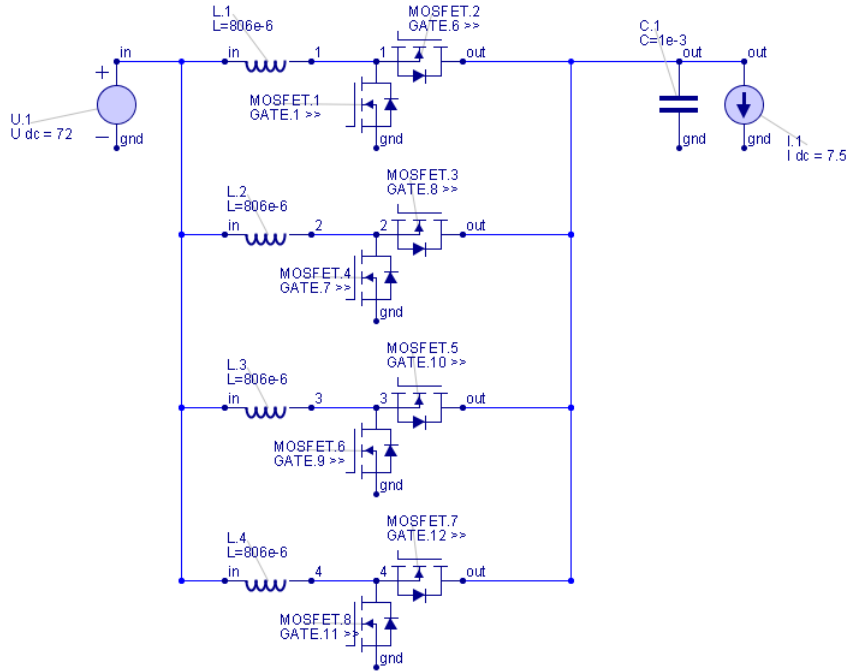


Figura 5.22: Conversor elevador de quatro fases em *GeckoCIRCUITS*

Os resultados esperados para este conversor, como seria de esperar analisando os resultados anteriores são então:

$$i_{L,avg} = 6.25A \quad (5.7)$$

$$i_{L,max} = 2I_{IN} = 12.5A \quad (5.8)$$

$$V_{OUT} = \frac{1}{1-0.7} 72 = 240V \quad (5.9)$$

5.3.1 Análise em malha aberta

De forma a seguir a linha dos conversores anteriores, em primeiro lugar serão então apresentados os resultados em malha aberta e, de seguida, os resultados em malha fechada de forma a estabelecer uma comparação entre todos.

Como seria de esperar tendo em conta os resultados obtidos no conversor de duas fases, o tempo de estabilização do sistema aumenta ainda mais com a adição de mais duas fases. Devido à ausência de um controlador em malha fechada o sincronismo das correntes demora mais tempo a ser obtido obtendo assim uma oscilação elevada nos transitórios do sistema. Fato esse que tem de ser melhorado com a introdução do controlador.

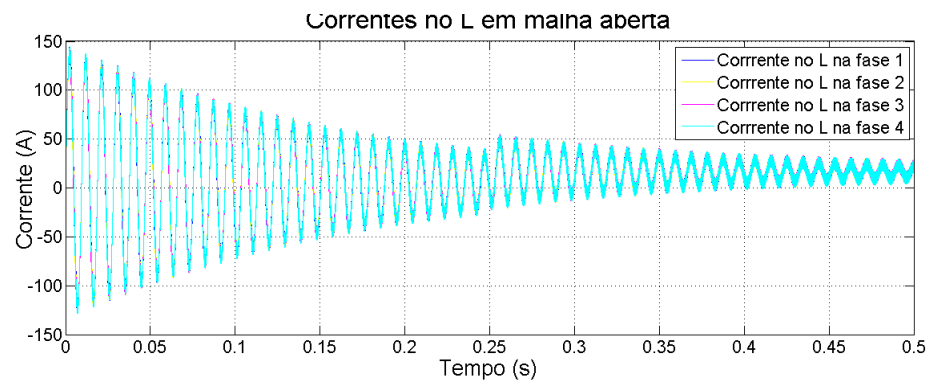


Figura 5.23: Corrente nos Ls em malha aberta para o conversor elevador de quatro fases

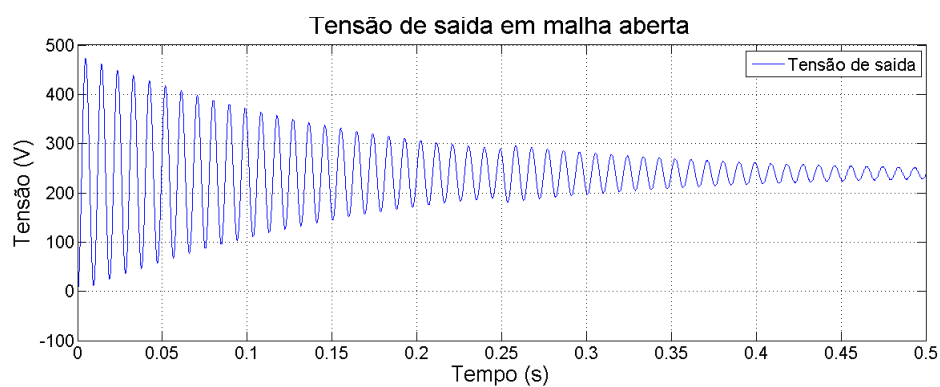


Figura 5.24: Tensão de saída em malha aberta para o conversor elevador de quatro fases

5.3.2 Análise em malha fechada

Como já foi visto anteriormente, vão então ser introduzidos os controladores projetados de forma a verificar o comportamento do sistema com a adição dos mesmos.

5.3.2.1 Controlador linear para pequenos sinais

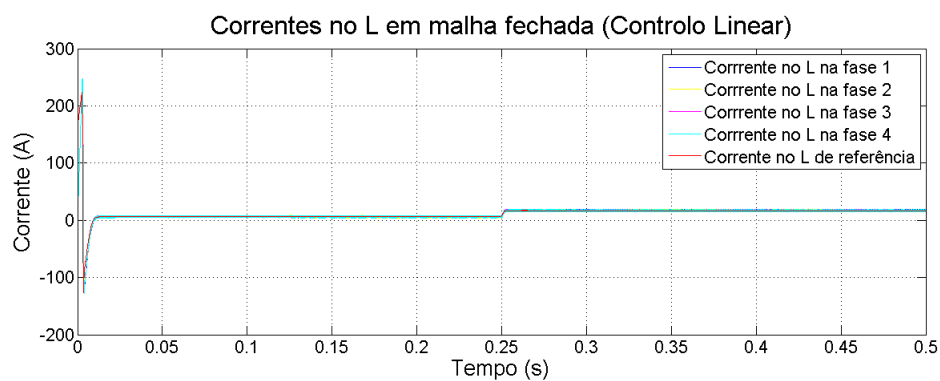


Figura 5.25: Corrente no L em malha fechada para o conversor elevador de quatro fases utilizando o controlo linear

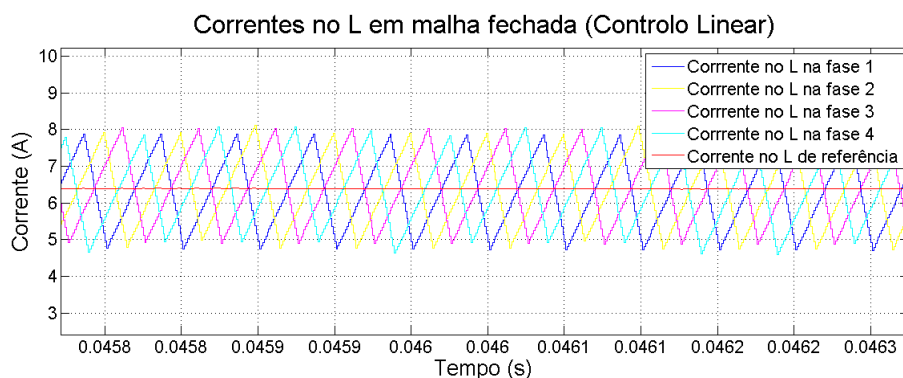


Figura 5.26: Corrente no L em malha fechada para o conversor elevador de quatro fases utilizando o controlo linear

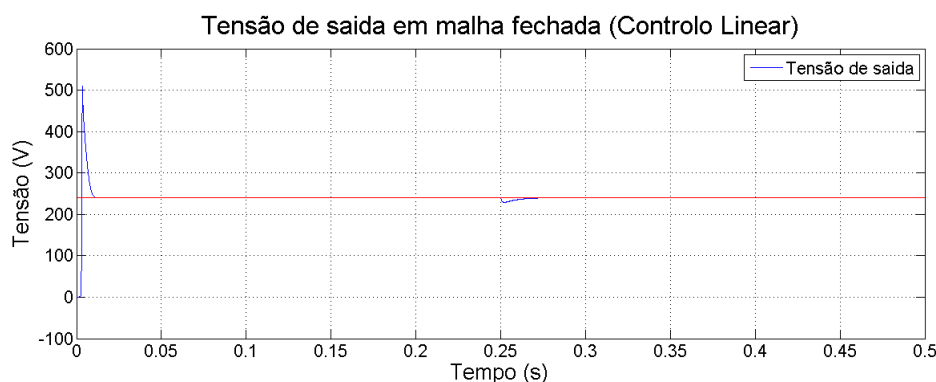


Figura 5.27: Tensão de saída em malha fechada para o conversor elevador de quatro fases utilizando o controlo linear

Neste caso há uma pequena particularidade que tem de ser apontada. Ao contrário do que acontece nos conversores anteriores, este conversor (com este tipo de controlo específico) não foi desenhado para trabalhar em modo de condução crítico. Este fato deve-se pois existia um problema de sincronização de correntes crítico, ao nível de controlo, com frequência de comutação igual a $5kHz$ que tornava o funcionamento do sistema incorreto. Foi então, neste caso, utilizada uma frequência de comutação de $20kHz$. Como podemos ver através da figura 5.25 existe um pico de corrente bastante significativo no arranque que tem de ser melhorado pois causa perdas indesejadas ao sistema no arranque.

5.3.2.2 Controlador não linear para grandes sinais

De forma a melhorar as imperfeições dos modelos anteriores, o controlador para grandes sinais vai agora ser introduzido e os seus resultados para este conversor analisados.

Como podemos ver neste caso todas as imperfeições anteriores conseguiram ser ultrapassadas e o conversor encontram-se então a funcionar como seria esperado. É ainda possível perceber neste caso que todos os valores esperados para o regime permanente deste conversor foram cumpridos.

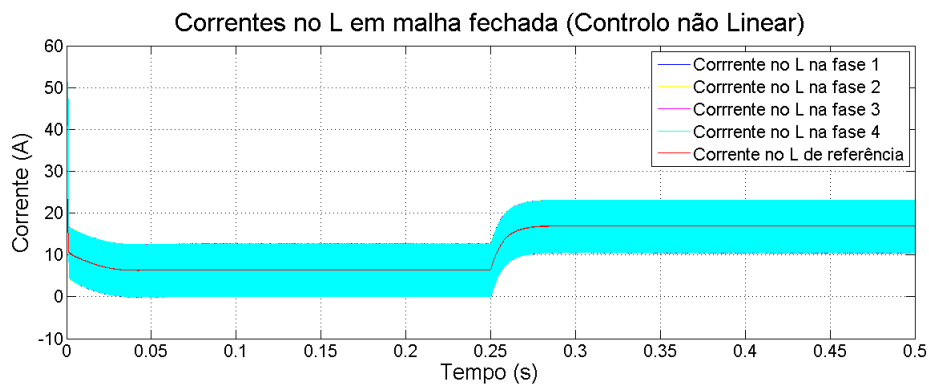


Figura 5.28: Corrente no L em malha fechada para o conversor elevador de quatro fases utilizando o controlo não linear

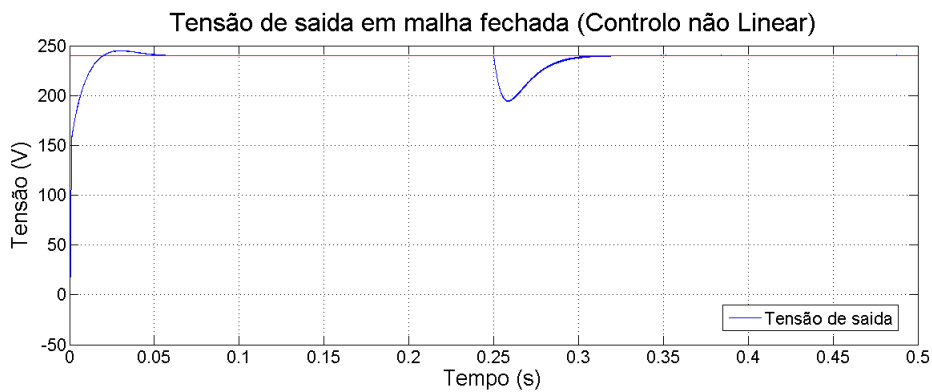


Figura 5.29: Tensão de saída em malha fechada para o conversor elevador de quatro fases utilizando o controlo não linear

5.4 Análise da eficiência

Nesta secção irá ser discutida a eficiência dos conversores de potência e irá ser feita uma comparação entre os três conversores analisados anteriormente para perceber se, de facto, a introdução de novas fases permite ou não melhorar o rendimento de cada um deles.

Em primeiro lugar e de forma a ser coerente na análise da eficiência de cada um dos conversores a ferramenta *GeckoCIRCUITS* vai novamente ser essencial para esta análise pois, ao contrário de outros simuladores baseados em *spice* pelas razões que serão vistas mais à frente.

Neste ponto apenas as perdas dos interruptores de potência serão consideradas não ideais, sendo as perdas da bobine, bem como as perdas do condensador, consideradas ideais.

5.4.1 Perdas associadas aos interruptores de potência

Primeiro é então importante perceber como surgem estas perdas e, qual a forma mais correta de as modelizar utilizando a ferramenta *GeckoCIRCUITS*.

As perdas dos semicondutores são então compostas por perdas por condução mais perdas de comutação onde ambas são dependentes da temperatura. A primeira simplificação é feita assumindo

que a temperatura de todos os semicondutores é constante, neste caso 125°C (pior caso, garantindo uma simplificação segura).

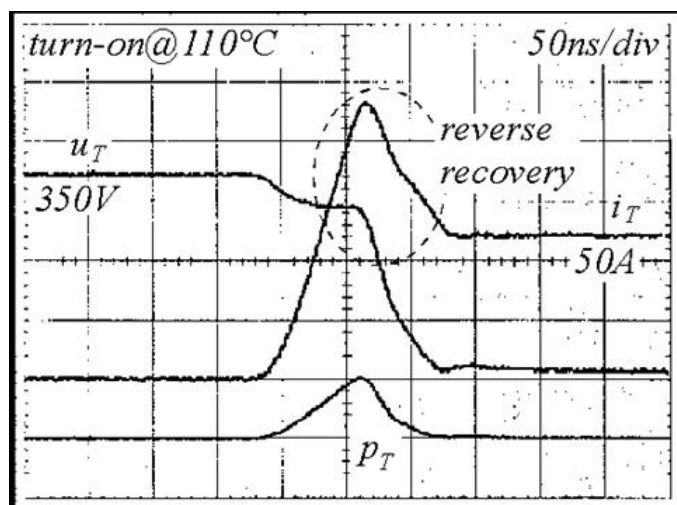


Figura 5.30: Interruptor a ligar-se a alta temperatura

Como se pode ver na figura a tensão de bloqueio do transistor u_T demora alguns nano-segundos a cair de, neste caso, 350V até zero. Durante este tempo a corrente de condução do transistor, i_T sobe de zero até ao seu valor máximo de condução, neste caso, 50A. Temos então que durante este período existem então as perdas de comutação p_T quer no fecho do transistor quer na sua abertura.

O fecho do transistor a altas temperaturas representa o pior caso quando se diz respeito às perdas. A corrente inversa que atravessa o diodo causa perdas no transistor, o que, nos diz que as perdas de comutação são sempre características para uma combinação transistor - diodo.

Por outro lado as perdas de condução são apenas a tensão a que o transistor está sujeito quando está ligado multiplicadas pela corrente que o atravessa integradas durante esse período de tempo.

De seguida, vamos então ver como é que é possível modelizar estas perdas eficientemente para cada um dos conversores escolhendo, para cada caso específico o transistor adequado.

5.4.2 Perdas associadas aos interruptores de potência para o conversor elevador com $n=1$

Tendo em conta a análise feita em , pode então ser dito que os requisitos para os interruptores de potência são:

$$V_{T,MAX} = 480V \quad (5.10)$$

$$i_{T,MAX} = 50A \quad (5.11)$$

Contudo, ao escolher o interruptor de potência adequado dentro de uma vasta gama de soluções há que ter cuidado com um conjunto de situações. Normalmente a *datasheet* do componente

apresenta a corrente DC a uma certa temperatura que, muitas vezes, é a temperatura ambiente (neste caso 25°C). Assim é necessário ter cuidado ao escolher o transistor adequado pois, se não prestarmos atenção a este fator temos que garantir que temos um sistema de refrigeração que garanta que o componente trabalha sempre a esta temperatura.

Para a escolha de todos os interruptores de potência nesta fase foi usado o catalogo oferecido pela *Infineon* como base de escolha.

Assim, para este conversor foi escolhido o transistor *IKW50N60T* que apresenta uma tensão de bloqueio de 600V e uma corrente máxima continua de 50A a 125°C garantindo o funcionamento em segurança do componente.

De seguida torna-se necessário fazer uma correta análise da *datasheet* do componente escolhido de forma a retirar apenas o necessário para a simplificação das perdas a ser feita.

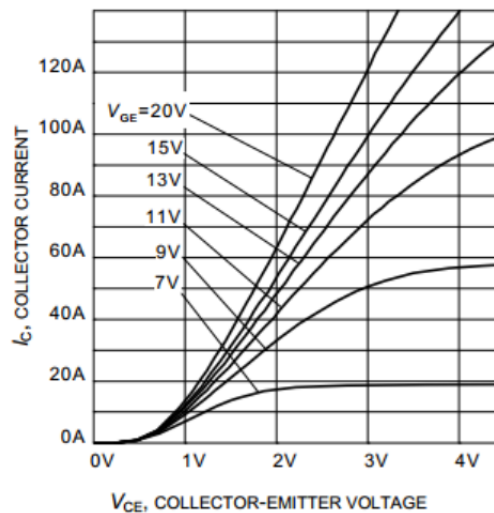


Figura 5.31: Tensão Coletor-Emissor vs Corrente no Coletor

O gráfico da figura 5.31 mostra a queda de tensão que aparece aos terminais do transistor em função da corrente que o atravessa. Através destes gráficos podemos retirar dois dos parâmetros necessários para o *GeckoCIRCUITS* fazer o cálculo das perdas de condução associadas ao mesmo.

$$U_{f,125C} = 0.5V \quad (5.12)$$

$$R_{on,125} = \frac{\Delta u}{\Delta i} = \frac{3 - 0.5}{100 - 0} = 25m\Omega \quad (5.13)$$

A comutação dos interruptores de potência, como ilustrado na figura 5.4.1, são dependentes de vários parâmetros que, muitas vezes, não são facilmente acessíveis a quem desenha o sistema. Uma simulação detalhada desta comutação exigiria também que o simulador reduzisse significativamente o passo da simulação. Isto iria aumentar significativamente o tempo de simulação em cada período de comutação. Por estas razões é que um simulador baseado em *SPICE* não é o mais aconselhável para a eletrónica de potência

O tempo de simulação aceitável e a estabilidade numérica do *GeckoCIRCUITS* tornam-no ideal para a simulação deste tipo de circuitos de potência.

Neste simulador a energia dissipada na comutação é modelada em forma de um pulso em cada ação de comutação que contém exatamente a energia que é fornecida na *datasheet* do transístor.

Esta aproximação é muito rápida, extremamente precisa e numericamente estável pois o cálculo das perdas de comutação é feito em paralelo ao circuito de simulação. Contudo, esta aproximação pode fazer com que, na realidade, as correntes de entrada sejam maiores pois necessitam de compensar as perdas de comutação ignoradas na simulação do conversor de potência e efetuadas em paralelo. Este problema é significativo se as perdas de comutação forem elas também significativas, afetando o desempenho do conversor. Neste caso, podemos dizer que isso não acontece.

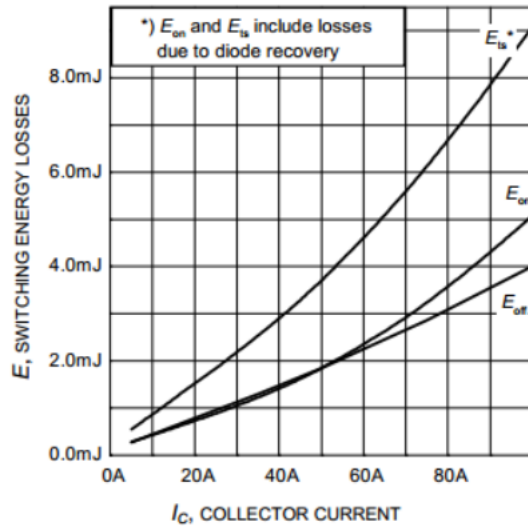


Figura 5.32: Perdas sobre a forma de energia em função da corrente do coletor

As perdas de comutação presentes na figura 5.32 são perdas de energia dependentes da corrente do interruptor. A tensão de medida foi de 400V e a temperatura da junção de 125°C.

Através do gráfico 5.32 tiram-se então os seguintes parâmetros necessários para o *GeckoCIRCUITS*.

$$k_{on,125@400V} = \frac{E_{ON}}{I_C} = \frac{5 - 1}{100 - 30} = 0.057m \frac{Ws}{A} \quad (5.14)$$

$$k_{off,125@400V} = \frac{E_{OFF}}{I_C} = \frac{4 - 1}{100 - 30} = 0.043m \frac{Ws}{A} \quad (5.15)$$

Finalmente as perdas dos díodos internos do transístor são descritas através da figura 5.33. As perdas de comutação do mesmo não são consideradas.

$$U_{fd,125C} = 0.4V \quad (5.16)$$

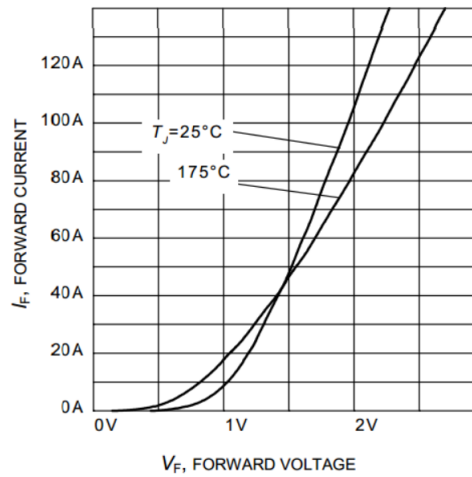


Figura 5.33: Corrente no diodo em função da tensão no diodo

$$R_{don,125} = \frac{\Delta u}{\Delta i} = \frac{3.5 - 0.4}{140 - 0} = 22.1 m\Omega \quad (5.17)$$

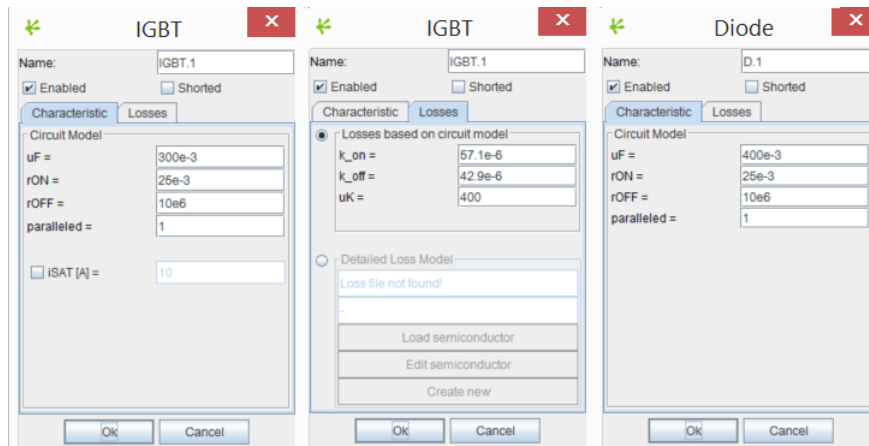


Figura 5.34: Valores introduzidos para o interruptor de potência em *GeckoCIRCUITS*

Finalmente, podemos então introduzir estes valores em *GeckoCIRCUITS* como visto na figura 5.34.

5.4.3 Perdas associadas aos interruptores de potência para o conversor elevador com $n=2$

Para o conversor de duas fases elevador os parâmetros de escolha para o interruptor de potência são então:

$$V_{T,MAX} = 480V \quad (5.18)$$

$$i_{T,MAX} = 25A \quad (5.19)$$

Para este caso o transistor escolhido, seguindo mais uma vez o catalogo de interruptores de potência oferecido pela *Infineon* foi o *IKW30N60T*.

De forma análoga ao conversor de uma fase são obtidos os seguintes parâmetros a serem introduzidos no *GeckoCIRCUITS*:

$$U_{f,125C} = 0.3V \quad (5.20)$$

$$R_{on,125} = \frac{\Delta u}{\Delta i} = \frac{2.7 - 0.3}{60 - 0} = 40m\Omega \quad (5.21)$$

$$k_{on,125@400V} = \frac{E_{ON}}{I_C} = \frac{3 - 0.5}{70 - 15} = 0.045m \frac{Ws}{A} \quad (5.22)$$

$$k_{off,125@400V} = \frac{E_{ON}}{I_C} = \frac{2 - 0.5}{50 - 10} = 0.038m \frac{Ws}{A} \quad (5.23)$$

$$U_{fd,125C} = 0.7V \quad (5.24)$$

$$R_{don,125} = \frac{\Delta u}{\Delta i} = \frac{2.3 - 0.7}{80 - 0} = 20m\Omega \quad (5.25)$$

5.4.4 Perdas associadas aos interruptores de potência para o conversor elevador com n=4

Finalmente, para o conversor elevador com $n = 4$, a escolha do interruptor de potência tem de ser guiada através dos seguintes valores:

$$V_{T,MAX} = 480V \quad (5.26)$$

$$i_{T,MAX} = 12.5A \quad (5.27)$$

Seguindo novamente o catalogo da *Infineon* e tendo em conta os parâmetros apresentados em cima, neste caso foi escolhido o interruptor de potência cuja referência é a *IKB15N60T*.

Foram então obtidos, finalmente, os seguintes parâmetros:

$$U_{f,125C} = 0.5V \quad (5.28)$$

$$R_{on,125} = \frac{\Delta u}{\Delta i} = \frac{3 - 0.5}{100 - 0} = 25m\Omega \quad (5.29)$$

$$k_{on,125@400V} = \frac{E_{ON}}{I_C} = \frac{5-1}{100-30} = 0.027m \frac{W_s}{A} \quad (5.30)$$

$$k_{off,125@400V} = \frac{E_{ON}}{I_C} = \frac{4-1}{100-30} = 0.024m \frac{W_s}{A} \quad (5.31)$$

$$U_{fd,125C} = 0.5V \quad (5.32)$$

$$R_{don,125} = \frac{\Delta u}{\Delta i} = \frac{3.5-0.4}{140-0} = 50m\Omega \quad (5.33)$$

5.4.5 Conclusão

Finalmente, e introduzidos os resultados no *GeckoCIRCUITS* (como já visto na figura 5.34) e testando, para diferentes valores de *duty-cycle*, o rendimento de cada um dos conversores foi possível construir um gráfico que demonstra a diferença entre o mesmo entre os três conversores de potência.

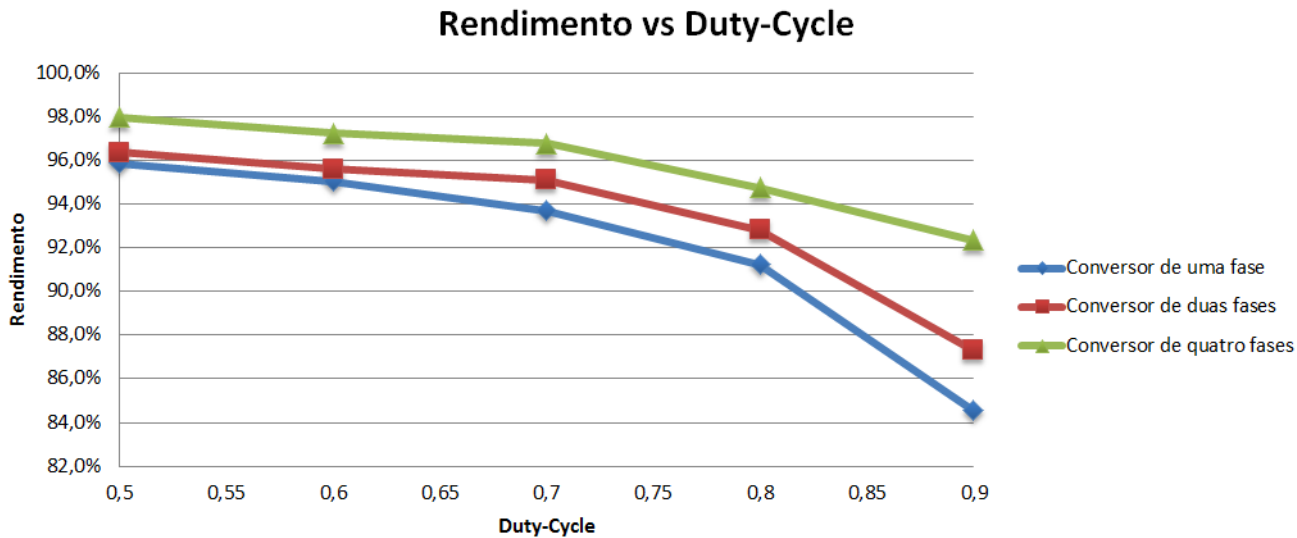


Figura 5.35: Comparação do rendimento dos três conversores em função do duty-cycle

Como se pode constatar através da figura 5.35, o conversor que apresenta melhor rendimento, como seria de esperar, é o conversor elevador de quatro fases. Esta facto deve-se ao mesmo apresentar menor corrente em cada uma das fases permitindo assim não só diminuir o tamanho dos componentes para cada fase mas também diminuir as perdas de cada um associadas a cada fase. É preciso ainda ter em conta que estes cálculos apenas foram feitos tendo em conta as perdas dos interruptores. Com a introdução das perdas da bobine esta diferença poderia ser ainda maior pois a introdução de mais fases permite diminuir o tamanho da bobine a ser dimensionada, permitindo assim, consequentemente, diminuir as perdas associadas à mesma.

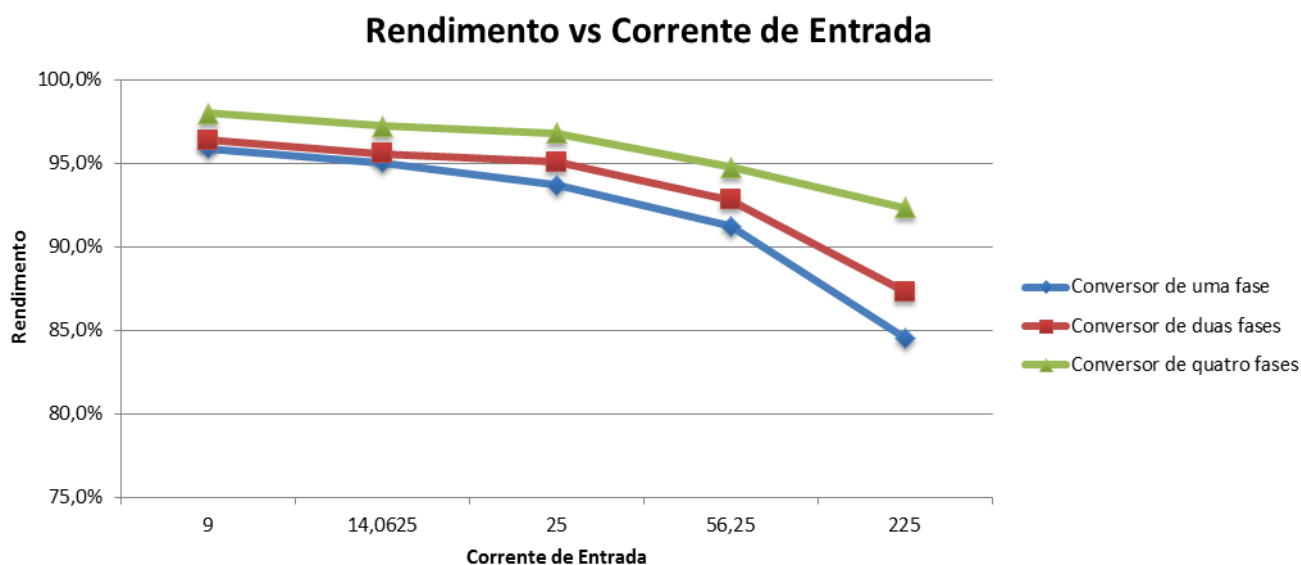


Figura 5.36: Comparação do rendimento dos três conversores em função da corrente de entrada

Através da figura 5.36 é também possível verificar (e como seria de esperar tendo em conta a figura 5.35) que o rendimento do conversor de quatro fases é maior quando comparado com os outros dois conversores à medida que a corrente de entrada aumenta. Este fator é interessante pois permite ao conversor ser capaz de responder a maiores fluxos de potência sem uma grande queda de rendimento, melhorando assim o desempenho geral do conversor.

Capítulo 6

Conclusão e trabalhos futuros

Este documento abordou o estudo e desenvolvimento de um conversor de potência que vem sendo utilizado em veículos elétricos para hibridação de fontes de energia. Para que o projeto e desenho do conversor fosse adequado realizou-se um estudo prévio de algumas soluções e, dentro destas, a mais interessante foi escolhida para estudo com maior detalhe. Posteriormente, realizou-se um estudo intensivo de várias maneiras de como modular um conversor de potência apresentando sempre, como exemplo, um caso de um conversor elevador básico e, de seguida, aplicando então os métodos de modulação ao conversor escolhido. Com a modulação feita, procedeu-se à escolha dos componentes adequados para o conversor a estudar, bem como o projeto do sistema de controlo associado ao mesmo, tendo em conta os vários modelos realizados anteriormente. De seguida são analisados os resultados de simulação utilizando uma ferramenta inovadora no campo da eletrónica de potência em conjunto com o *Matlab/SIMULINK* para o desenho dos controladores. Finalmente analisou-se o rendimento comparando três diferentes conversores adicionando-lhe mais fases de forma a perceber que, com a adição de novas fases, o rendimento é melhorado. Do exposto considera-se que os objetivos propostos para esta dissertação não foram cumpridos na sua totalidade pois a implementação do sistema em laboratório não foi concluída como seria previsto inicialmente. Este contratempo deve-se a questão quer temporal quer logística que não permitiram o desenvolvimento prático do conversor de potência.

Inicialmente, e tendo em conta a janela de tempo imposta inicialmente para a realização desta dissertação, seria esperado o estudo teórico e implementação prática do conversor de potência estudado. Contudo, com o avançar do semestre e tendo em conta que a dissertação foi, inicialmente, realizada em processo de mobilidade, existiu um vário leque de problemas que tornou impossível a realização prática deste trabalho, quer devido a problemas de logística, quer devido a problemas de tempo. É ainda importante referir que, como inicialmente o previsto seria a implementação prática, foi ainda estudado uma plataforma de controlo prática utilizando a plataforma de controlo *Texas Instruments DSP* que foi estudada e testada com resultados positivos. Mas, mais uma vez, devido à falta de recursos para a implementação da parte de potência, a implementação prática não avançou além deste ponto. Assim, de futuro, seria bastante interessante pegar na parte de controlo já realizada e, aliando esta a uma montagem prática do conversor, estudá-la e analisar e compa-

rar os resultados práticos aos teóricos. No futuro seria ainda interessante aliar este conversor a uma parte de alto nível de controlo de forma a perceber se o mesmo seria capaz de responder aos requisitos e trânsito de potência envolvidos. Relativamente ao estudo teórico realizado para este conversor seria ainda interessante estudar outros modelos de controlo para o conversor de potência, como por exemplo controladores *fuzzy*, ou mesmo analisar a resposta do conversor quando usadas outras superfícies de deslize para o modelo de controlo para grandes sinais.

Referências

- [1] Robert W Erickson e Dragan Maksimovic. *Fundamentals of power electronics*. Springer, 2001.
- [2] Eurostat. (2012). Retrieved January 26, 2014. URL: http://epp.eurostat.ec.europa.eu/statistics_explained/index.php/Energy_production_and_imports.
- [3] Jorge Martins. Motores de combustão interna. 2006.
- [4] Ali Emadi. *Handbook of automotive power electronics and motor drives*. CRC press, 2005.
- [5] CC Chan. The state of the art of electric and hybrid vehicles. *Proceedings of the IEEE*, 90(2):247–275, 2002.
- [6] Roger W Bentley. Global oil & gas depletion: an overview. *Energy policy*, 30(3):189–205, 2002.
- [7] Mehrdad Ehsani, Yimin Gao, e Ali Emadi. *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles: fundamentals, theory, and design*. CRC press, 2009.
- [8] A. Khaligh e Zhihao Li. Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 59(6):2806–2814, July 2010. doi:10.1109/TVT.2010.2047877.
- [9] Christine Miller. (2012). *Thoughts About Electric Vehicle Motors*. In *Plug-in Cars*. Retrieved January, 29, 2014. URL: <http://www.pluginCars.com/electric-vehicle-motors-101-124921.html>.
- [10] Bodgan WILAMOWSKI e J Irwin. *Power Electronics and Motor Drives (The Industrial Electronics Handbook)*. CRC Press Taylor and Francis Group, 2011.
- [11] Vipul Agarwal e Mayank Dev. Introduction to hybrid electric vehicles: State of art. Em *Engineering and Systems (SCES), 2013 Students Conference on*, páginas 1–6. IEEE, 2013.
- [12] Omar Hegazy, Joeri Van Mierlo, e Philippe Lataire. Analysis, modeling, and implementation of a multidevice interleaved dc/dc converter for fuel cell hybrid electric vehicles. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 27(11):4445–4458, 2012.
- [13] JOHN M. DECICCO. (2004). *Hybrid electric cars*. In *Fuel Cell Technologies*. Retrieved January, 29, 2014. URL: http://search.credoreference.com/content/topic/hybrid_car.

- [14] S.M. Lukic, J. Cao, R.C. Bansal, F. Rodriguez, e A. Emadi. Energy storage systems for automotive applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 55(6):2258–2267, June 2008. doi:10.1109/TIE.2008.918390.
- [15] Mohammad Kabalo, Benjamin Blunier, David Bouquain, Marcelo Godoy Simoes, e Abdellatif Miraoui. Advanced hybrid dual loop control for multi-phases interleaved floating dc-dc converter for fuel cell applications. Em *Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2012 IEEE*, páginas 1–8. IEEE, 2012.
- [16] Mohammad Kabalo, Damien Paire, Benjamin Blunier, David Bouquain, Marcelo Godoy Simoes, e Abdellatif Miraoui. Experimental validation of a high-voltage-ratio low input current ripple converters for hybrid fuel cell supercapacitors systems. 2012.
- [17] Steve O'Donnell. (2010). *Data Center Predictions for 2010*. In *The Hot Aisle*. Retrieved January, 30, 2014. URL: <http://www.thehotaisle.com/2010/01/14/data-center-predictions-for-2010/>.
- [18] Yingguang Sun, J. Garcia, e M. Krishnamurthy. A novel fixed displacement electric-hydraulic hybrid (eh2) drivetrain for city vehicles. Em *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2013 IEEE*, páginas 1–6, June 2013. doi:10.1109/ITEC.2013.6574499.
- [19] K David Huang, Khong Vu Quang, e Kuo-Tung Tseng. Experimental study of flow energy merger of hybrid pneumatic power system. Em *Sustainable Energy Technologies, 2008. ICSET 2008. IEEE International Conference on*, páginas 1151–1156. IEEE, 2008.
- [20] R. de Castro, R.E. Araujo, J.P.F. Trovao, P.G. Pereirinha, P. Melo, e D. Freitas. Robust dc-link control in evs with multiple energy storage systems. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 61(8):3553–3565, Oct 2012. doi:10.1109/TVT.2012.2208772.
- [21] Ali Emadi, Mehrdad Ehsani, e John M Miller. *Vehicular electric power systems: land, sea, air, and space vehicles*. CRC Press, 2010.
- [22] Jian Cao e Ali Emadi. A new battery/ultracapacitor hybrid energy storage system for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 27(1):122–132, 2012.
- [23] Hamid Behjati e Ali Davoudi. Comparative reliability study of hybrid energy storage systems in hybrid electric vehicles. Em *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2012 IEEE*, páginas 1–6. IEEE, 2012.
- [24] Liqin Ni, Dean J Patterson, e Jerry L Hudgins. High power current sensorless bidirectional 16-phase interleaved dc-dc converter for hybrid vehicle application. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 27(3):1141–1151, 2012.
- [25] Haimin Tao, Jorge L Duarte, e Marcel AM Hendrix. Multiport converters for hybrid power sources. Em *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, páginas 3412–3418. IEEE, 2008.
- [26] Walbermark M dos Santos, Márcio S Ortmann, Rômulo Schweitzer, Samir A Mussa, e Denizar C Martins. Design and experimental results of the tab converter with pv power injection. Em *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*, páginas 352–358. IEEE, 2011.

- [27] Ned Mohan e Tore M Undeland. *Power electronics: converters, applications, and design*. Wiley. com, 2007.
- [28] *Modeling, Control and Simulation of Power Converters - MOCOSIM*, 2013.